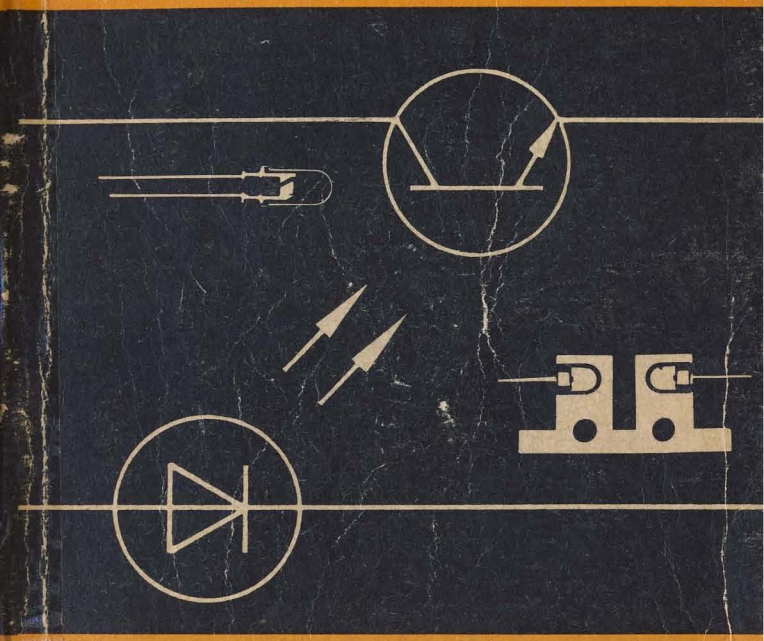
amateurreihe

electronica



Winfried Müller

Optoelektronische Sender, Empfänger und Koppler

217/218

electronica · Band 217/218
WINFRIED MÜLLER

Optoelektronische Sender, Empfänger und Koppler

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1984
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. 12. 1983
Bestellnummer: 746 633 4
00380

Inhalt

1.	**Vorwort**	8
2.	**Sichtbare und optische Strahlungen**	9
2.1.	Ausbreitungsgeschwindigkeit	9
2.2.	Elektromagnetische Strahlung	11
2.3.	Strahlungsquellen für Strahlungsempfängerbauelemente	12
2.3.1.	Natürliche Strahlungsquellen	12
2.3.2.	Künstliche Strahlungsquellen	12
2.3.2.1.	Glühlampen	12
2.3.2.2.	Halogen-Glühlampen	14
2.3.3.	Lumineszenzdioden	15
2.3.3.1.	Lichtemitterdioden (LED)	15
2.3.3.2.	Infrarotemitterdioden (Infrarotdioden – IRED)	16
2.3.3.3.	Bauformen	19
2.3.4.	Elektrooptische Grundlagen von IRED und LED	20
2.4.	Größen der strahlungsphysikalischen und lichttechnischen Meßtechnik	26
2.4.1.	Einsatzbereich der strahlungsphysikalischen Meßtechnik	26
2.4.2.	Einsatzbereich der lichttechnischen Meßtechnik	27
2.4.3.	Größen der Strahlungsphysik und der Lichttechnik, $v(\lambda)$-Kurve	27
2.4.4.	Umrechnung der Größen	28
2.4.5.	Weitere Begriffe und Definitionen	29
2.5.	Farbtemperatur	30
3.	**Allgemeine Eigenschaften von Strahlungsempfängern**	32
3.1.	Der äußere Fotoeffekt	32
3.2.	Der innere Fotoeffekt	33
3.3.	Spektrale Empfindlichkeit	33
3.4.	Dunkelstrom, Rauschen	35
3.4.1.	Dunkelstrom	35
3.4.2.	Rauschen	35

3.5. Alterung ... 36
3.6. Schaltzeiten ... 36

4. Strahlungsempfängerbauelemente ... 39
4.1. Fotowiderstände ... 39
4.1.1. Bauformen ... 39
4.1.2. Aufbau und Eigenschaften ... 40
4.1.3. Spektrale Empfindlichkeit ... 42
4.1.4. Dunkelwiderstand ... 42
4.1.5. Hellwiderstand ... 43
4.1.6. Trägheit ... 44
4.1.7. Temperaturabhängigkeit ... 46
4.1.8. Betriebsspannung ... 46
4.1.9. Verlustleistung ... 47
4.1.10. Grundschaltungen ... 47
4.2. Fotodioden ... 48
4.2.1. Aufbau ... 49
4.2.2. Bauformen ... 51
4.2.3. Spektrale Empfindlichkeit ... 51
4.2.4. Sperrstrom ... 52
4.2.5. Schaltzeiten, Grenzfrequenz ... 54
4.2.6. Betriebsarten ... 55
4.3. Fotoelemente ... 57
4.3.1. Aufbau ... 58
4.3.2. Eigenschaften ... 59
4.3.2.1. Empfindlichkeit ... 60
4.3.2.2. Temperaturabhängigkeit ... 62
4.4. Solarzellen ... 62
4.5. Fototransistoren ... 63
4.5.1. Aufbau ... 64
4.5.2. Bauformen ... 65
4.5.3. Kollektorstrom ... 67
4.5.4. Schaltzeiten, Grenzfrequenz ... 67
4.5.5. Spektrale Empfindlichkeit ... 68
4.5.6. Alterung ... 69
4.5.7. Temperaturabhängigkeit ... 69
4.5.8. Grundschaltungen ... 70
4.6. Optokoppler ... 73
4.6.1. Bauformen ... 74
4.6.2. Aufbau ... 74

4.6.3.	Arten von Optokopplern	76
4.6.3.1.	Optokoppler mit Fototransistor	77
4.6.3.2.	Optokoppler mit Fotodiode	83
4.6.3.3.	Optokoppler mit Fotodiode und IS-Ausgang	85
4.6.4.	Isolationsspannung/Prüfspannung, Isolationswiderstand	86
4.6.5.	Offene Optokoppler	87
4.6.5.1.	Gabelkoppler	87
4.6.5.2.	Reflexkoppler	88
4.6.6.	Eigenbau von Optokopplern	90
5.	**Anwendungshinweise und Beispiele**	92
5.1.	Einteilung der Strahlschranken	94
5.1.1.	Direkte Strahlschranken	94
5.1.2.	Indirekte Strahlschranken	94
5.1.3.	Reflexionseigenschaften von Werkstoffen	95
5.2.	Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiele	96
5.2.1.	Einteilung der Strahlschranken nach der Schrankenlänge	98
5.2.2.	Kleinstrahlschranken	98
5.3.	Eigenschaften von Strahlschranken mit Linsen	100
5.4.	Optische Hilfsmittel – Linsen	103
5.4.1.	Strahlungsempfänger mit vorgesetzter Linse	105
5.4.2.	Strahlungssender mit vorgesetzter Linse	106
5.5.	Umgebungslicht – Streulicht – Störstrahlung	106
5.6.	Eigenschaften von Strahlschranken mit gepulster Strahlung	108
5.7.	Strahlschranken mit unterschiedlichen Eigenschaften	109
5.7.1.	Strahlschranken mit Fotowiderstand	109
5.7.2.	Strahlschranken mit Fototransistor	110
5.7.3.	Strahlschranke für schnelle Abtastungen	113
5.7.4.	Strahlschrankenempfänger, Fototransistor temperaturkompensiert	113
5.8.	Praktische Einsatzbeispiele für Strahlschranken	114
5.8.1.	Optoelektronische Zählrichtungslogik (I bis V)	114
5.8.2.	Richtungsdiskriminator	121
5.8.3.	Konstruktive Hinweise für Strahlschranken mit Kodescheiben	122

5.8.4. Digitale Positionsanzeige mit Gabelkopplern ... 128
5.9. Anwendungsbeispiele ... 132
5.9.1. Optoelektronische Koppler in der Leistungselektronik ... 132
5.9.2. Optokoppler-Leistungsstufe mit Triac ... 133
5.9.3. Universelles elektronisches Lastrelais ... 136
5.9.4. Netzsynchrone 50-Hz- bzw. 100-Hz-Impulse mit Optokopplern ... 138
5.9.5. Potentialfreies Setzen/Rücksetzen eines RS-Flip-Flop ... 140
5.9.6. TTL-Signalübertragung über verdrillte Leitungen mit Optokoppler ... 141
5.9.7. Potentialfreie Impulsübertragung ... 143
5.9.7.1. Impulsübertragung TTL-TTL ... 143
5.9.7.2. Impulsübertragung CMOS-TTL ... 143
5.9.8. Konstante Stromimpulserzeugung mit Optokoppler ... 144
5.9.9. Trennverstärker für FS-Tonauskopplung ... 145
5.9.10. Optokoppler mit Fotothyristorfunktion ... 147
5.9.11. Motorsteuerungen mit optoelektronischen Bauelementen ... 148
5.9.12. Ein/Aus-Motorschalter oder Umschalter für 2 Drehzahlen (über Optokoppler) ... 151
5.9.13. Motorumsteuerung durch Licht ... 151
5.9.14 Lichtgesteuerte akustische Warn- oder Alarmschaltungen ... 154
5.9.15. Dämmerungsschalter, Helligkeitssteuerungen ... 157
5.9.16. Helligkeitssteuerung für LED-Anzeigebauelemente ... 162
5.9.17. Beleuchtungsabhängige Frequenzerzeugung ... 164
5.9.18. Logische Schaltungen mit Fototransistoren ... 165
5.9.19. Kodeleser mit Kompensation des unterschiedlichen Reflexionsfaktors der Kodeträgermaterialien 168
5.9.20. Infrarot-Fernsteuerung ... 169
5.9.21. Strahlschranken mit gepulster Strahlung – unempfindlich gegen Störstrahlung und Umgebungslicht 173

6. Tabellenanhang ... 177
6.1. Halbleitermaterialkombinationen ... 177

6.2. Strahlungsphysikalische und lichttechnische Größen 178
6.3. Farbtemperaturen von Strahlungsquellen 179
6.4. Einteilung fotoelektronischer Strahlungsempfänger 179
6.5. Grenzfrequenzen von Strahlungsempfängern . . . 179
6.6. Fotowiderstände 180
6.7. Fotodioden, Sensorzellen 184
6.8. Fototransistoren 187
6.9. Optokoppler, Gabel- und Reflexkoppler 190
6.10. Infrarotemitterdioden 192

7. Literatur 194

1. Vorwort

Der vorliegende Doppelband befaßt sich mit Halbleiter-Strahlungsquellen (Sendern), den dazu passenden Strahlungsempfängern sowie mit kombinierten Bauelementen, den sogenannten Optokopplern. Um die Funktion und die spezifischen Eigenschaften dieser Bauelemente deuten und optimal nutzen zu können, sind dem die Bauelemente behandelnden Teil eine Darstellung zum Wesen der elektromagnetischen Strahlung und Erläuterungen zu den elektrooptischen Eigenschaften der Bauelemente vorangestellt. Der Umgang mit den Gesetzmäßigkeiten der optischen Strahlung im Zusammenhang mit der Anwendung optoelektronischer Bauelemente wird vom Elektroniker gern gemieden und das Entwicklungsziel oft durch empirisches Vorgehen angesteuert. So zu verfahren mag Ursachen haben, die durch die Andersartigkeit der Materie und durch die Vielschichtigkeit dieser Thematik bedingt sind. Mit geeigneten Elektronenröhren konnte auch bisher sichtbare und infrarote Strahlung zum berührungslosen Schalten und Steuern genutzt werden. Attraktiv und damit vielfältiger einsetzbar wurde dieses Gebiet der Optoelektronik, seitdem es gelingt, die hierfür benötigten Strahlungsquellen und Empfängerbauelemente mit den Mitteln der Halbleitertechnik in den Dimensionen mikroelektronischer Halbleiterbauelemente herzustellen. Dazu mußten Fragen, die die Leistungsaufnahme, die Betriebsspannung, die Baugröße und die Kosten betreffen, gelöst werden. Erst durch diese Voraussetzungen konnte man eine Vielzahl heute aktueller Anwendungen durch optoelektronische Halbleiterbauelemente erstmals realisieren.
Anliegen des Autors ist es, eine Übersicht der Typenvielfalt und deren Anwendungen zu geben, sowie Einblicke zu vermitteln und Anregungen auszulösen. Weiterführende und tiefgründigere Informationen kann nur der Umgang mit Fachliteratur vermitteln.

Berlin, im August 1983 Winfried Müller

2. Sichtbare und optische Strahlungen

Das menschliche Auge kann nur einen sehr kleinen Ausschnitt aus dem gesamten Spektrum (Bild 2.1) der elektromagnetischen Strahlung als sichtbare Strahlung (auch Licht genannt) wahrnehmen. Der vom menschlichen Auge registrierbare Ausschnitt des Spektrums erstreckt sich von der Wellenlänge 380 bis 780 nm. Die innerhalb dieser Grenzen sichtbare Strahlung nimmt das Auge als Farb- und Helligkeitseindruck wahr. Außerhalb der Grenzen der sichtbaren Strahlung wird das blaue Ende durch den ultravioletten (UV) und das rote Ende des Spektrums durch den infraroten Strahlungsbereich fortgesetzt. Das vom ultravioletten bis zum infraroten Wellenlängenbereich sich ausdehnende Spektrum wird als der Bereich der optischen Strahlung (100 nm bis 1 mm) bezeichnet. In ihm ist der Bereich der sichtbaren Strahlung enthalten. Die Strahlungsempfänger reagieren auf Spektren der optischen Strahlung. Besonders empfindlich sind sie für den Teil des langwelligen Spektrums.

2.1. Ausbreitungsgeschwindigkeit

Es ist üblich, die optische Strahlung durch Wellenlängenangaben zu kennzeichnen. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen beträgt im Vakuum etwa

$$c = 3 \cdot 10^{-8}\,\mathrm{ms}^{-1}. \tag{1}$$

Die formelmäßige Verknüpfung der Wellenlänge λ, der Frequenz ν und der Ausbreitungsgeschwindigkeit c lautet

$$\lambda = \frac{c}{\nu}. \tag{2}$$

Für praktische Berechnungen ist es zulässig, die für das Vakuum geltende Konstante c auch für atmosphärische Verhältnisse anzuwenden.

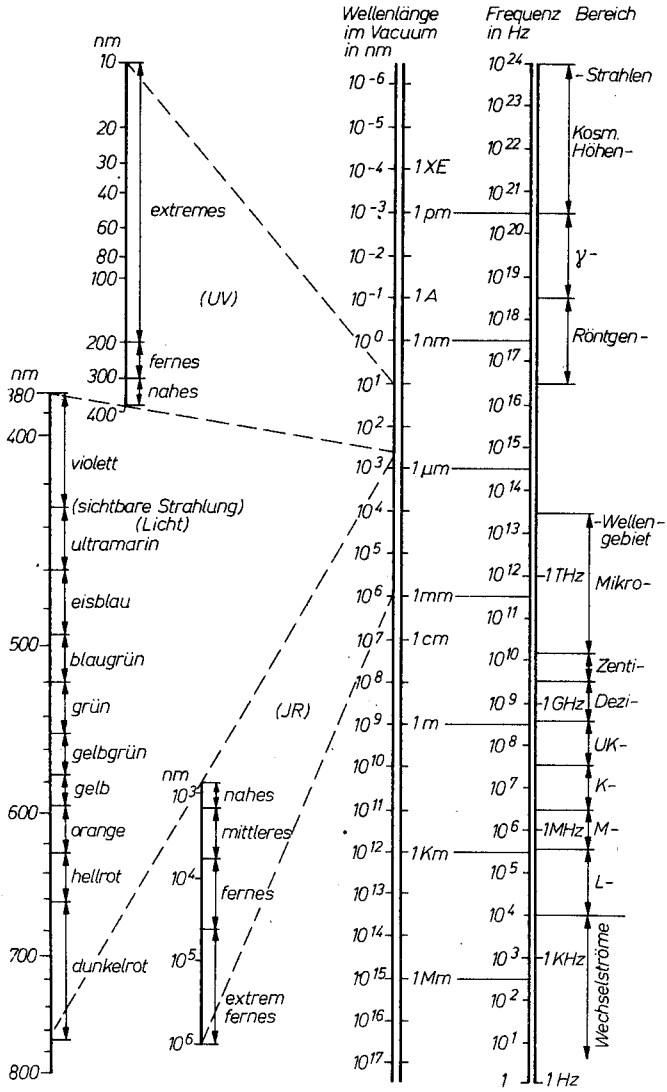


Bild 2.1 Spektrum der elektromagnetischen Strahlung mit hervorgehobenen Bereichen der optischen und sichtbaren Strahlung

2.2. Elektromagnetische Strahlung

Bis zu Beginn dieses Jahrhunderts galt die Ansicht, daß die elektromagnetische Strahlung aus kontinuierlichen Wellenzügen besteht. Die Wellentheorie *(Fresnel, Hertz, Maxwell)* bot hierfür die geeignete theoretische Grundlage, obwohl bekannt war, daß bestimmte Erscheinungen (z. B. des lichtelektrischen Effektes) mit ihr nicht gedeutet werden konnte. Mit Hilfe der Quantentheorie von *Planck* und inzwischen durchgeführter physikalischer Untersuchungen kann die Strahlung auch als ein Strom von Teilchen (Quanten, Korpuskeln) aufgefaßt werden. Welcher der beiden Aspekte für die Betrachtung herangezogen wird, ist von den jeweiligen Versuchsbedingungen abhängig. Aus dieser Sicht hat der Wellen-Teilchen-Dualismus zur Deutung bestimmter Erscheinungsformen der elektromagnetischen Strahlung seine Daseinsberechtigung. Interferenz, Beugung am Spalt und die Ausbreitung im Raum lassen sich anschaulich erklären, wenn von der elektromagnetischen Strahlung als Wellenzug ausgegangen wird.
Die Entstehung und Absorption elektromagnetischer Strahlung können durch ihre Teilchennatur erklärt werden. Strahlungsquanten entstehen durch energetische Wirkung in Atomen oder Molekülen. Elektronen können durch die Zufuhr von elektrischer, thermischer oder Strahlungsenergie aus ihren angestammten Elektronenbahnen in eine äußere Bahn – auf ein höheres Energieniveau – gehoben werden. Die eingenommene Zwangsposition ist instabil und daher von kurzer Dauer. Fällt das Elektron in seine ursprüngliche Elektronenbahn zurück, so wird Energie in Form eines Strahlungsquants frei (Photon). Die Energie E und die Frequenz ν des Strahlungsquants sind berechenbar:

$$E = h \cdot \nu \qquad (3)$$

$h = 6{,}626 \cdot 10^{-34}$ Js *Plancksche* Konstante.

Zum Freisetzen eines Elektrons durch den fotoelektrischen Effekt (z. B.: Strahlung fällt auf einen Strahlungsempfänger) ist eine bestimmte werkstoffabhängige Energie E notwendig, die vom Photon mitgeführt werden muß. Ist die mitgeführte Energie größer, als sie zum Freisetzen eines Elektrons benötigt wird, übernimmt den Energieüberschuß das Elektron als kinetische Energie.

2.3. Strahlungsquellen für Strahlungsempfängerbauelemente

Als die wichtigsten Strahlungsquellen für optoelektronische Anwendungen sind zu nennen:
- die Sonne
- Glühlampen
- Lumineszenzdioden.

2.3.1. Natürliche Strahlungsquellen

Die Sonne ist eine natürliche Strahlungsquelle. Der Mond kann nicht als aktive Strahlungsquelle angesehen werden, da er selbst keine Strahlung (Licht) erzeugt, sondern lediglich Sonnenlicht reflektiert. Die ungefähre spektrale Verteilung der Sonnenstrahlung erstreckt sich über einen Wellenbereich von unter 380 bis über 1000 nm. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die spektrale Zusammensetzung von Tages- und Jahreszeit sowie vom Bewölkungsgrad abhängig ist. Die gleichen Faktoren beeinflussen auch die auf der Erdoberfläche meßbare Beleuchtungsstärke. Der Wert der Beleuchtungsstärke kann zwischen 50 und 80000 lx betragen. Hingegen beträgt er bei Vollmond nur etwa 1 lx.

2.3.2. Künstliche Strahlungsquellen

Aus der Vielfalt der künstlichen Strahlungsquellen sollen nur die wichtigsten genannt werden: Gasflammen, Glimmlampen, Elektronenblitzröhren, Xenonlampen, Natrium- und Quecksilberdampflampen, Leuchtstofflampen. Die in der Aufzählung nicht enthaltenen Glühlampen und Lumineszenzdioden sind die am häufigsten verwendeten Strahlungsquellen in optoelektronischen Anordnungen, wobei jedoch die einstige Vorrangposition der Glühlampe von der Lumineszenzdiode übernommen wurde.

2.3.2.1. Glühlampen

Glühlampen sind Temperaturstrahler. Die emittierte Strahlung wird durch einen Glühfaden erzeugt, dessen Temperatur zwischen

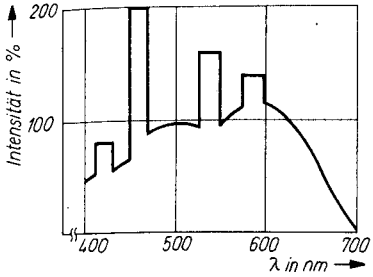


Bild 2.2
Diskontinuierliches Spektrum einer Leuchtstofflampe

2200 und 3000 K liegen kann. Das Spektrum der Strahlung verläuft kontinuierlich, es erstreckt sich über den gesamten Bereich der optischen Strahlung, wobei der Anteil der relativen spektralen Strahlstärke im langwelligen Teil des Spektrums am ausgeprägtesten ist. Leuchtstofflampen haben hingegen ein diskontinuierliches Spektrum (Bild 2.2).
Durch das breite von Glühlampen ausgesandte Spektrum sind

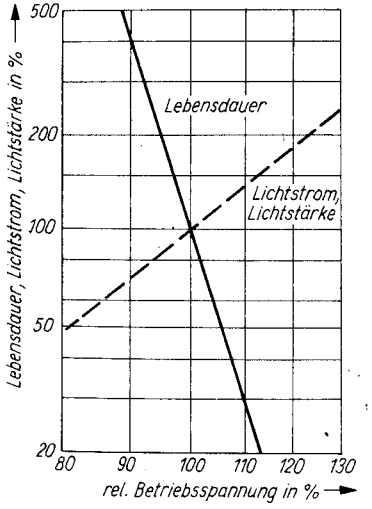


Bild 2.3
Einfluß der Betriebsspannung einer Glühlampe auf die Lebensdauer und Lichtstärke

Glühlampen mit den meisten Empfängerbauelementen in Strahlschrankenanordnungen kombinierbar. Da das Glühlampenlicht nur träge dem Wechselspannungsverlauf folgt, genügt für viele Anwendungen der Betrieb der Glühlampe mit Wechselspannung. Die Lebensdauererwartung und die Lichtstärke einer Glühlampe werden von der Größe der Abweichung der Betriebsspannung von der Nennspannung der Lampe beeinflußt. Der Kurvenverlauf im Bild 2.3 erläutert die Auswirkungen dieser Abhängigkeiten. Der Betrieb einer Glühlampe oberhalb der Nennspannung vergrößert zwar die Lichtausbeute beachtlich, verkürzt aber die Lebensdauer. Nachteilig erweist sich bei Glühlampen, daß mit zunehmender Lebensdauer die lichttechnischen Daten schlechter werden. Diese Erscheinung ist auf abdampfendes Glühfadenmaterial zurückzuführen, das als Niederschlag den Lampenkolben zunehmend schwärzt.

2.3.2.2. Halogen-Glühlampen

Die Halogen-Glühlampe ist eine Sonderform der Glühlampe und demnach auch ein Temperaturstrahler.
Halogen-Lampen zeichnen sich dadurch aus, daß Lichtstrom und Farbtemperatur von 3400 K (Lichtfarbe) über die gesamte Lebensdauer der Lampe konstant bleiben. Zu diesen hervorstechenden Eigenschaften kommen hinzu: eine sehr hohe Lichtausbeute und die relativ kleinen Abmessungen des Lampenkörpers. Die genannten Vorzüge basieren auf folgendem, sich im Lampenkolben abspielenden Prozeß. Der Lampenkolben enthält aus der Gruppe der Halogene eine Füllung (z. B. Jod). Das ständig von der Glühwendel abdampfende Wolfram geht teilweise an der Wand des kühleren Lampenkolbens mit dem Halogen eine flüchtige Verbindung ein, die sich am hocherhitzten Wendelwerkstoff wieder in Halogen und Wolfram aufspaltet. Das geschieht vornehmlich an der heißesten, weil im Querschnitt dünneren Stelle des Glühfadens. Damit bleibt die Wendelstärke weitgehend erhalten. Der Wendelwiderstand und somit die Leistungsaufnahme verändern sich unwesentlich, Lichtstrom und Farbtemperatur bleiben annähernd konstant. Um die Funktion des angedeuteten Kreisprozesses nicht zu stören, darf die hierfür wichtige Solltemperatur des Glühfadens durch einen Betrieb mit Unterspannung nicht unterschritten werden.

2.3.3. Lumineszenzdioden

Lumineszenzdioden sind Halbleiterbauelemente, die sichtbare (Lichtemitterdioden; LED: *light emitting diode*) oder infrarote Strahlung (Infrarotdioden; IRED: *infrared emitting diode*) erzeugen. Ihre Vorteile sind:
- TTL-Kompatibilität,
- niedrige Betriebstemperatur,
- hohe mechanische Stabilität, Sicherheit gegen mechanische Erschütterungen und Schwingungen,
- kleine Abmessungen und Bauformen,
- große Lebensdauer,
- nahezu monochromatische Strahlung,
- sehr kurze Anstiegs- und Abfallzeiten,
- modulierbar bis in hohe Frequenzbereiche (kHz ... MHz).

Die aufgezählten Vorteile haben die einst als Strahlungssender fast ausschließlich eingesetzte Glühlampe nahezu bedeutungslos werden lassen.
Wird in einer Lumineszenzdiode der pn-Übergang in Durchlaßrichtung betrieben, so tritt am pn-Übergang Elektrolumineszenz (Injektionslumineszenz) auf. Die emittierte elektromagnetische Strahlung ist vom eingesetzten Halbleitermaterial der Epitaxieschicht und deren Dotierung abhängig. Die Tabelle 6.1. vermittelt einen Überblick über Halbleitermaterialkombinationen für Infrarot- und rotleuchtende Lichtemitterdioden.

2.3.3.1. Lichtemitterdioden (LED)

Ist der Einsatz einer LED als Strahlungsquelle vorgesehen, sind Lichtemitterdioden mit dem im Bild 2.4 gezeigten Kristallaufbau vorzuziehen, da sie über eine größere Lichtstärke verfügen. Sie werden häufig mit dem Zusatz *TSN* gekennzeichnet. Die Anfangsbuchstaben stehen für *„Transparent substrat, nitrogen"* und weisen auf einen Fortschritt in der Herstellungstechnologie hin. Mit dem Wort *„nitrogen"* wird auf Stickstoff als Dotierungsmaterial aufmerksam gemacht. Die im Halbleiterchip erzeugte Strahlung verläßt das Bauelement auf direktem Weg durch die nahe Oberfläche. Das in Richtung des durchsichtigen Substrates emittierte Licht tritt an der Rückseite und an den Seitenflächen aus. Durch den Einbau

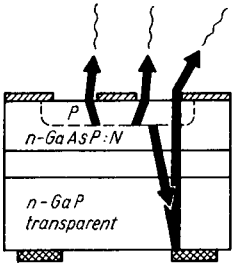


Bild 2.4
Schematischer Chipaufbau einer LED

des Chips im Zentrum eines trichterförmigen Reflektors (*VQA 10*) gelingt es bei derartigen LED, eine höhere Lichtstärke zu erreichen. Von den im sichtbaren Bereich emittierten Dioden sind mit Einschränkungen rotleuchtende LED als Strahlungssender verwendbar. Die emittierte Wellenlänge ist nach der Tabelle 6.1. vom eingesetzten Halbleitermaterial abhängig und kann 640, 660 oder 700 nm betragen. Diese Wellenlängen werden von Strahlungsempfängern auf Siliziumbasis noch auswertbar registriert. Wegen der hohen Empfindlichkeit ist der Fototransistor der geeignetste Strahlungsempfänger für LED-Sender. Die von einer LED abgegebene Strahlungsleistung ist vergleichsweise klein. Sie reicht aber aus, um Miniaturstrahlschranken in Kodiermarkenlesern, Lochbandabtastern u.ä. für zu überbrückende Entfernungen von einigen Milimetern funktionssicher aufzubauen.

2.3.3.2. Infrarotemitterdioden (Infrarotdioden – IRED)

Infrarote Strahlung wird in den für allgemeine Anwendungen vorgesehenen Infrarotdioden mit einem im Bild 2.5 gezeigten Kristallaufbau erzeugt. Der pn-Übergang entsteht durch Flüssigphasenepitaxie. Das verwendete Substratmaterial GaAs ist für die emittierte IR-Strahlung durchlässig, so daß zum Substrat gerichtete Teile der Strahlung an der verspiegelten Grundfläche reflektiert werden und zum großen Teil den Diodenkörper an der Stirnfläche verlassen. Die nach diesem Verfahren hergestellten IRED weisen typische Schaltzeiten von etwa 1000 μs auf, sind relativ stark belastbar im Sinne einer hohen Strahlungsleistung und können kostengünstig hergestellt werden.

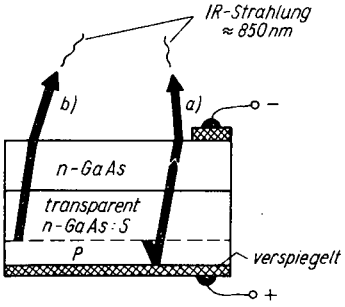


Bild 2.5
Schematischer Chipaufbau einer IRED; a – Substratmaterial absorbiert Strahlung, b – Substratmaterial ist strahlungsdurchlässig

Mit anderen anwendbaren IRED-Technologien sind kürzere Schaltzeiten (15 ... 50 ns) erreichbar. Die abgegebenen Leistungen sind verhältnismäßig gering, der Herstellungsprozeß komplizierter und aufwendiger. Derartige IRED werden wegen der kurzen Schaltzeit in Lichtleiterübertragungsanlagen eingesetzt.
Die Strahlungsleistung von Lumineszenzdioden wächst mit der Wellenlänge. Erwünscht ist, daß die Wellenlänge der ausgesandten Strahlung möglichst genau im spektralen Empfindlichkeitsmaximum der Siliziumempfänger (von 850 bis 950 nm) liegt. Das international angebotene Typenspektrum verwendet GaAs:Si-Chips, die eine Strahlung mit einer Wellenlänge von $\lambda = 930$ bis 950 nm aussenden. Die Tabelle 6.1. enthält zur Information einige Angaben zu Eigenschaften von IRED mit unterschiedlichen Kristallmaterialkombinationen. Aus der eben dargestellten Diskrepanz der Lage der Empfindlichkeitsmaxima ergibt sich eine nicht als optimal zu bezeichnende Anpassung zwischen Sende- und Empfangsbauelement. Sie ist dennoch wirkungsvoller als der Einsatz einer rotleuchtenden LED. Die wellenlängenspezifische Fehlanpassung ist wesentlich geringer und wird durch die höhere Strahlungsleistung der IRED wettgemacht. Ein Optimum wäre dann erreicht, wenn es gelingt, Infrarotdioden im Bereich von 850 bis 900 nm mit entsprechender Leistung wirtschaftlich zu erzeugen. Ein anderer Weg wird bereits beschritten, indem die maximale spektrale Empfindlichkeit der Siliziumempfängerbauelemente in das Emissionsmaximum der vorhandenen IRED verschoben wird.
Lumineszenzdioden (LED und IRED) können mit Gleichspannung oder mit Impulsfolgen betrieben werden. Dem Impulsbetrieb wird dann der Vorzug gegeben, wenn große Strahlungsleistungen

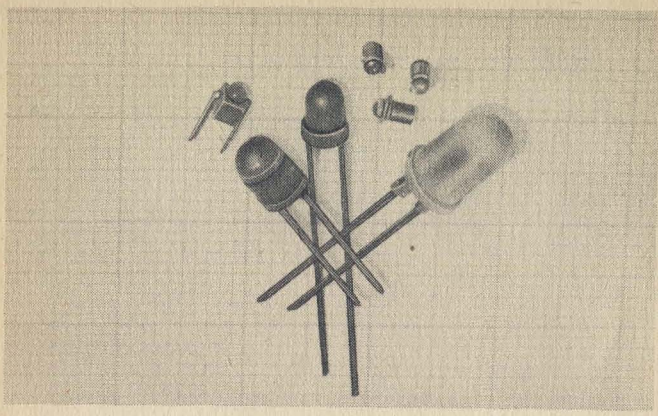


Bild 2.6 Lichtemitter-Infrarotdioden

zur Überbrückung größerer Entfernungen benötigt werden, der störende Einfluß von Umgebungslicht auf den Strahlungsempfänger zu eleminieren ist oder wenn digitale Informationen zu verarbeiten sind.

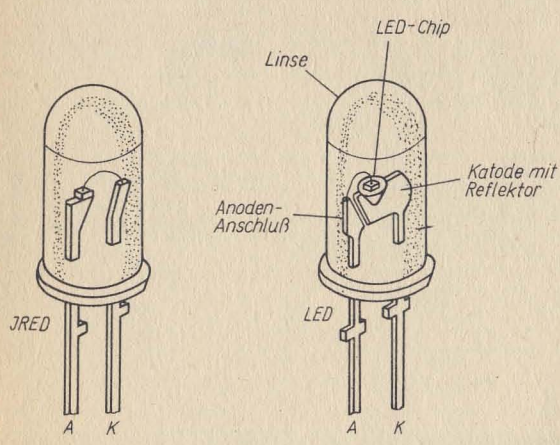


Bild 2.7 Prinzipieller Aufbau einer IRED und einer LED

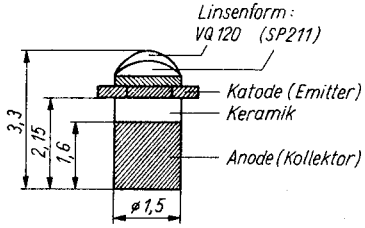


Bild 2.8
Subminiatur-IRED *VQ 120* in Metallkeramikausführung

2.3.3.3. Bauformen

Um den Einsatzwünschen der Anwender entgegenzukommen, werden Lichtemitter-Infrarotdioden in unterschiedlichen Gehäusebauformen und Abmessungen angeboten. Eine Auswahl zeigt das Bild 2.6. An dieser Stelle sei informiert, daß in gleichen Gehäuseformen auch Fototransistoren hergestellt werden. Die Infrarotdioden sind in klaren oder leicht grau eingefärbten Plastikgehäusen hermetisch eingeschlossen. Im Bild 2.7 ist der prinzipielle konstruktive Aufbau von Infrarot- und Lichtemitterdioden dargestellt. In Abstrahlrichtung ist die Plastumhüllung zu einer optischen Linse geformt. Eine Sonderstellung nimmt die Subminiaturausführung der IRED *VQ 120* (Bild 2.8) ein. Es ist eine Metallkeramikgehäusekonstruktion mit Linsenkörper. Der im Mittelteil des Gehäusekörpers eingesetzte Keramikring isoliert die Gehäuseteile voneinander, so daß diese Teile als elektrische Anschlüsse dienen.
Hinweis: Die miniaturisierten Gehäuse erlauben keine äußere Typenkennzeichnung als Unterscheidungsmerkmal zum in gleicher Gehäusetechnologie hergestellten Fototransistor *SP 211*. Infrarotdioden *VQ 120* sind an der gewölbteren Linsenform und an der kleineren Chipfläche erkennbar.
Die Kontaktierung mit der Schaltung erfolgt mit doppeltkaschiertem Leiterplattenmaterial. Auf beiden Seiten des Leiterplattenmaterials sind Lötaugen mit einer gemeinsamen 2,1-mm-Bohrung herzustellen, in die das Bauelement eingesetzt und verlötet wird. Die Bauelementeabmessungen ermöglichen Zeilenanordnungen im 2,5-mm-Rasterabstand, mit denen z. B. einfache Lochbandleseköpfe herstellbar sind.

2.3.4. Elektrooptische Grundlagen von IRED und LED

Lumineszenzdioden sind selektive Strahler. Das von ihnen emittierte Strahlungsspektrum ist auf ein enges Wellenlängenintervall begrenzt. Als Bewertungskriterium dient die spektrale Halbwertsbreite $\Delta\lambda$, die bei IRED durchschnittlich etwa 75 nm und bei LED (rot) 30 nm beträgt. In Anlehnung an die Wertangaben für die Halbwertsbreite wird die Strahlung der Lumineszenzdioden als nahezu „monochromatisch" bezeichnet. Den Verlauf des Emissionsspektrums einer IRED und einer LED (rot), verglichen mit der spektralen Empfindlichkeitskurve für Silizium- und Germanium-Fotosensoren, zeigt das Bild 2.9. Die spektrale Empfindlichkeitsmaxima beider Halbleiterwerkstoffe liegen etwa 750 nm auseinander. Auffällig ist die breit verlaufende Kurve für Germanium-Sensoren. Sie sind für ein ausgedehntes Strahlungsspektrum empfindlich, z. B. für das von Glühlampen.

Ausgehend von der Emissionswellenlänge verfügbarer IRED, besitzt ein Germanium-Sensorbauelement für diese Wellenlänge eine etwa 20% geringere spektrale Empfindlichkeit als ein Silizium-Sensor. Die Wellenlängenmaxima von LED werden im Zusammenhang mit dem Verlauf der Empfindlichkeitskurve $v(\lambda)$ des menschlichen Auges bewertet. Beim Einsatz einer LED in einer Strahlschrankenanordnung ist der Bezug auf die $v(\lambda)$-Kurve ohne

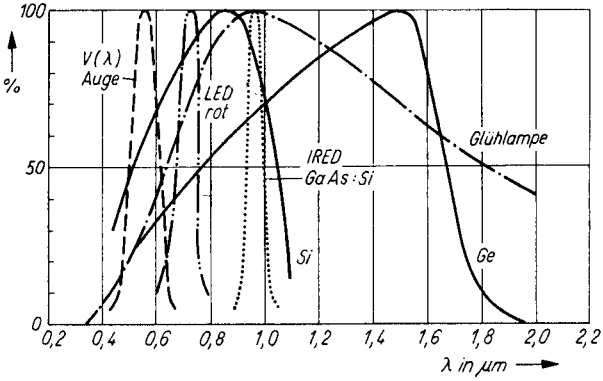
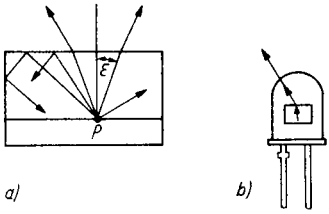


Bild 2.9 Relative spektrale Empfindlichkeit von Germanium- und Silizium-Strahlungsempfängern für Emissionswellenlängen von Strahlungssendern

Wert. Entsprechende Umrechnungshinweise enthält der Abschnitt 2.4.4. und [17].
Die Strahlungseigenschaften von Infrarotdioden werden durch die Angabe der Strahlungsleistung (Strahlungsfluß) Φ in W und der Strahlungsstärke I_e in Ws/sr gekennzeichnet und beziehen sich auf einen bestimmten Durchlaßstrom I_F. Ein Vergleich der verschiedenen IRED-Typen ist unzweckmäßig, da die Abstrahlwinkel der austretenden Strahlung und die Intensitätsverteilung innerhalb des Abstrahlwinkels bei verschiedenen IRED meist voneinander abweichen.
Die Strahlstärke I_e wird in mW/sr angegeben. Die Richtung der maximalen Strahlstärke bezeichnet man als Strahlrichtung. In der Regel ist sie mit der Gehäuseachse identisch. Bei gleichem Strahlungsfluß Φ_e ist die Strahlstärke in gleicher Bewertungsrichtung (optische Achse) um so größer, je kleiner der durchstrahlte Raumwinkel Ω oder je stärker die Strahlung gebündelt ist. Die LED *VQA 16* mit schmalem Abstrahlwinkel ist hierfür ein praktisches Beispiel. Lichtemitterdioden werden durch die lichttechnischen Größen Lichtstärke I_v in cd und Lichtleistung (Lichtstrom) Φ_v in lm charakterisiert. Für den Einsatz einer LED als Strahler in einer Lichtschrankenanordnung müssen deren lichttechnische Angaben bei erforderlichen Berechnungen in strahlungsphysikalische Größen umgerechnet werden. Hierüber enthält der Abschnitt 2.4.4. Hinweise.
Der Wirkungsgrad von Lumineszenzdioden erweist sich als sehr klein. Die im p-Gebiet erzeugten Photonen stellen eine bestimmte Strahlungsleistung dar, deren Anteil an der von der Lumineszenzdiode aufgenommenen elektronischen Leistung je nach Typ etwa 0,5 bis 5 % beträgt. Von diesem Teil der Strahlungsleistung steht wiederum nur ein geringer Teil als tatsächlich nutzbare Strahlungsleistung zur Verfügung. Die hohen Verluste entstehen hauptsächlich durch Totalreflexion der erzeugten Strahlung an den Grenzflächen des Kristallchips. Das Bild 2.10 veranschaulicht die im Kristall möglichen Strahlungswege und Reflexionsvorgänge. Ein Teil der im Punkt P erzeugten Photonen wird auf dem Weg im Kristallmaterial absorbiert. Der größte Teil erreicht zwar die Kristalloberfläche, wird an dieser aber wieder ins Kristallinnere reflektiert. Nur die Photonen können die Kristalloberfläche (auch Grenzfläche: Fläche verschiedener aneinanderliegender Materialflächen mit unterschiedlichem Brechungsindex) passieren, deren Grenz-



a) b)

Bild 2.10
Photonenbahn; a – im Kristallaufbau, b – im Gehäusematerial

winkel ε kleiner ist als der Grenzwinkel der Totalreflexion α_T. Der Grenzwinkel α_T strahlungsemittierender Kristallmaterialien hat kleine Werte. Er wird für GaAsP mit etwa 16° angegeben.
Dagegen verfügt das gleiche Material für den Übergang Kristall/Luft über einen Brechungsindex von $n_{K/L} \approx 3{,}6$. Die Größe des Winkels α_T wirkt unmittelbar auf die nutzbare Strahlungsleistung begrenzend. Dieser Problematik konnte teilweise begegnet werden, indem durch einen optischen Kunstgriff der Grenzwinkel α_T aufgeweitet wurde. Der Kristallchip erhält zu diesem Zweck eine Umhüllung aus transparentem Plastwerkstoff, die in Abstrahlrichtung eine halbkugelförmige Wölbung besitzt. Die gewölbte Plastoberfläche trägt dazu bei, daß die an ihr stattfindende Totalreflexion wesentlich geringer ist, als dies bei einer zum Chip parallel liegenden planen Austrittsfläche der Fall wäre. Mit dem Brechungsindex $n_p \approx 1{,}5$ des Plastwerkstoffs ergibt sich an der Übergangszone zwischen Kristall und Plastwerkstoffen ein vergrößerter Grenzwinkel

$$\alpha_T = \arcsin \frac{n_p}{n_{K/L}} = \arcsin \frac{1{,}5}{3{,}6} \approx 24{,}6°. \tag{4}$$

Verglichen mit dem Grenzwinkel $\alpha_T = 16°$ beim Übergang Kristall/Luft (Luft $n_L \approx 1$), erweitert diese Maßnahme den Grenzwinkel (Öffnungswinkel) um etwa 50 %; durch den größeren Winkel wurde die strahlungsdurchlässige Kristallfläche (Bild 2.10b) jedoch mehr als verdoppelt.
Die Strahlstärke von Lumineszenzdioden ist richtungsabhängig und wird außerdem durch die Gehäusekonstruktion beeinflußt. Das Bild 2.11 zeigt als Beispiel die Strahlungskeule der IRED *VQ110*. Die maximale Strahlstärke liegt in der optischen Achse des Bauelements. Produktionsbedingte Fehlpositionierungen des

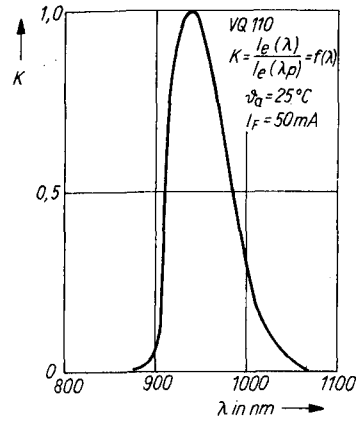


Bild 2.11
IRED *VQ 110*: Strahlungsdiagramm

Kristallchips lassen das Bauelement „schielen". In solch einem Fall besteht eine Abweichung zwischen der mechanischen und der optischen Achse. Die Fehllage des Chips kann man durch eine gegenläufige Lagejustierung des Bauelements ausgleichen.

Einige IRED (z. B. *VQ 123*) besitzen eine Strahlungskeule mit einer Einsattelung in der Hauptstrahlrichtung. Dadurch stehen zwei Maxima zur Auswahl. Ursache dieses Effektes kann eine in der Flächenmitte des Chips angeordnete Bondinsel oder die Formgebung des Plastgehäuses sein.

Durchlaßstrom und Durchlaßspannung einer Lumineszenzdiode sind voneinander abhängig. Das Bild 2.12 zeigt den typischen Verlauf der Funktion $I_F = f\ (U_F)$ bei einer Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 25$ °C. Mit steigender Umgebungstemperatur verschiebt sich die Kurve zu niedrigeren Durchlaßspannungswerten.

Die Strahlstärke einer IRED bzw. die Lichtstärke einer LED verhalten sich im normalen Betriebsbereich linear zum Durchlaßstrom. Bei TSN-LED ist ein leicht überproportionaler Anstieg zu beobachten.

Beim Betrieb mit sehr hohen Durchlaßströmen (beispielsweise Impulsbetrieb mit sehr großen Impulsspitzenströmen oder beim unzulässigen Betrieb oberhalb des Grenzwertes I_{Fmax}) nähert sich die Kurve asymptotisch einem Grenzwert. Ursache für den allmählichen horizontalen Verlauf der Kurve ist die zunehmende innere Erwärmung des Kristallchips.

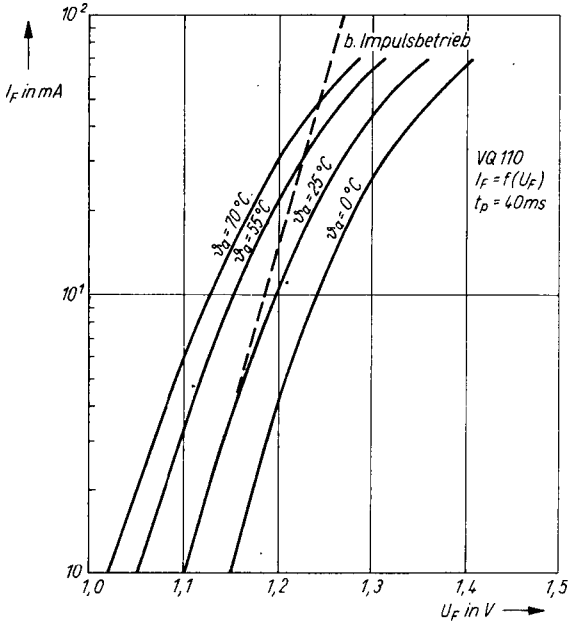


Bild 2.12 IRED *VQ 110*: Abhängigkeit der Durchlaßspannung vom Durchlaßstrom

Infrarotdioden sind wesentlich höher belastbar als Lichtemitterdioden, da die Wärmeableitbedingungen konstruktiv günstiger gestaltet werden können. Das die Strahlung erzeugende p-Gebiet (Bild 2.5) kann bei IR-(GaAs-)Dioden direkt mit dem Kristallträger kontaktiert werden. Die durch hohe Stromdichten erzeugte Wärme wird auf diese Weise dem Kristall unmittelbar am Entstehungsort entzogen. Die Verluste an IR-Strahlung sind beim Passieren des n^+-Gebietes unbedeutend, da GaAs für Infrarotstrahlung gut durchlässig ist. Prinzipiell wäre diese Methode auch für LED anwendbar. Jedoch sind die Absorptionsverluste der von ihnen erzeugten Spektren erheblich größer.

Das ist einer der Gründe, weshalb der Aufbau eines LED-Chips nach dem im Bild 2.4 gezeigten Schema erfolgt.

Der Linearitätsbereich der Kurven im Bild 2.12 läßt sich erweitern, wenn die IRED oder LED mit Impulsfolgen betrieben wird. Die

Möglichkeit, mit großen Impulsströmen bis hinein in den Amperebereich auch große Strahlstärken zu erzeugen, wird bei IRED zur Erzielung großer Reichweiten genutzt. Die zulässige Belastung einer IRED mit einem Impulsstrom I_{FRM} ist abhängig von der Impulsbreite t_p und der Impulsperiode T. Beide Größen enthält die Gleichung für das Tastverhältnis

$$\tau = \frac{t_p}{T} . \tag{5}$$

Spezielle Angaben zur Impulsbelastbarkeit enthält das Diagramm Bild 2.13 für die *VQ 110*.

Wie bei allen Halbleiterbauelementen werden auch die elektrischen und mit diesen die optischen Parameter von Lumineszenzdioden durch die Temperatur beeinflußt. Von ihr betroffen sind die Strahlstärke/Strahlleistung bei IRED bzw. die Lichtstärke bei LED und die Durchlaßspannung.

Der Temperaturkoeffizient TK ist für die genannten Parameter negativ, da sie bei ansteigender Temperatur eine fallende Tendenz aufweisen. Die Temperaturabhängigkeit der Lumineszenzdioden kann für die meisten Schaltungsanwendungen vernachlässigt wer-

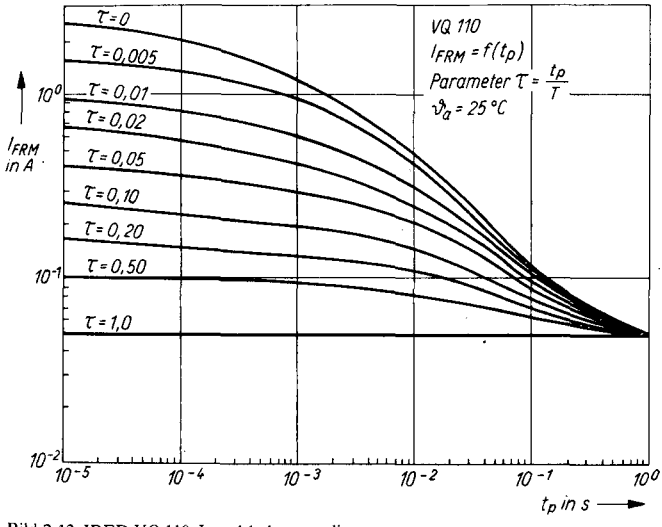


Bild 2.13 IRED *VQ 110*: Impulsbelastungsdiagramm

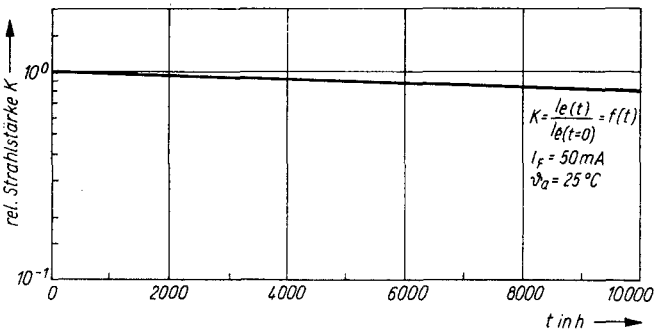


Bild 2.14 IRED *VQ 110*: Strahlleistung in Abhängigkeit von der Betriebszeit

den. Für kritische Anwendungen geben die entsprechenden Diagramme Auskunft über zu erwartende Parameterverschiebungen oder einzuhaltende Grenzen.

Die Alterung (Degradation) einer Lumineszenzdiode wird als die Lebensdauer definiert, in der die Strahlstärke bzw. Lichtstärke bis auf 50 % ihres Anfangswertes abgesunken ist. Das Tempo des Alterungsprozesses ist von den Betriebsbedingungen einer Lumineszenzdiode abhängig. Einflußnehmende Faktoren sind: Größe des Durchlaßstroms, statischer oder dynamischer Betrieb und die Betriebstemperatur. Für IRED wird das Lebensdauerende gemäß internationalen Angaben bei etwa 10^5 Stunden Betriebszeit erwartet. Die Zeitkurve im Bild 2.14 bestätigt diese Prognose.

2.4. Größen der strahlungsphysikalischen und lichttechnischen Meßtechnik

Optische Messungen können nach zwei Gesichtspunkten vorgenommen werden. Unterschieden werden strahlungsphysikalische und lichttechnische Meßtechnik.

2.4.1. Einsatzbereich der strahlungsphysikalischen Meßtechnik

Die strahlungsphysikalische Meßtechnik ist für den gesammten Bereich der optischen Strahlung (ultraviolett bis infrarot; 100 nm

bis 1 mm) anwendbar. Das Messen und Bewerten basiert auf strahlungsphysikalischen (energetischen) Größen und ist unabhängig von der Wellenlänge λ oder der spektralen Verteilung. Die Grundeinheit (Größe) ist die Leistung in Watt.

2.4.2. Einsatzbereich der lichttechnischen Meßtechnik

Die lichttechnische Meßtechnik (Fotometrie) wird nur für den Bereich der sichtbaren Strahlung (380 bis 780 nm) eingesetzt. Sie basiert auf der physiologischen Bewertung der Strahlung durch das menschliche Auge.

2.4.3. Größen der Strahlungsphysik und der Lichttechnik, $v(\lambda)$-Kurve

Das Auge nimmt die empfangene Strahlung als Helligkeits- und Farbeindruck wahr. In welchem Maße das Auge für die sichtbare Strahlung empfindlich ist, wird durch den Kurvenverlauf im Bild 2.15 ausgedrückt. Die genauen Werte der auch als $v(\lambda)$-Kurve bezeichneten Empfindlichkeitskurve des helladaptierten Auges können Tabellen entnommen werden. Die $v(\lambda)$-Kurven sind das Ergebnis einer internationalen Vereinbarung (1924) und bilden die Grundlage für eine weitere, aber nur im Wellenbereich von λ = 380 bis 780 nm geltenden Meßtechnik. Grundeinheit der lichttechnischen oder fotometrischen Größen ist das Lumen. Um strahlungsenergetische und lichttechnische Größen voneinander zu unterscheiden, werden gleiche Formelzeichen durch den Index *e* für energetische bzw. durch den Index v (*v*-visuell) für fotometrische/lichttechnische Größen gekennzeichnet. Zusammenfassend

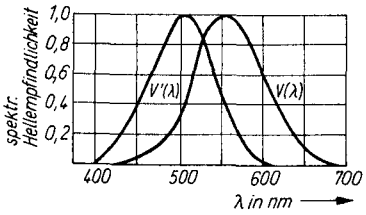


Bild 2.15
$v(\lambda)$-Kurve

ist festzustellen: Der meßtechnische Dualismus im Bereich von 380 bis 780 nm berücksichtigt die Tatsache, daß die relative spektrale Empfindlichkeitskurve des Auges einen anderen Verlauf hat als die eines technischen Strahlungsempfängers. Außerdem ist zu bemerken, daß es Unterschiede in der Lage der Empfindlichkeitsmaxima gibt und der Empfindlichkeitsbereich technischer Stahlungsempfänger sich teilweise über die Bereichsgrenzen der sichtbaren Strahlung hinaus erstreckt. Ein Beispiel soll das verdeutlichen. Das menschliche Auge bewertet die empfangene Strahlung einer Glühlampe oder eines LED-Anzeigebauelements anders als ein Fototransistor. Während dieser in der Lage ist, auch infrarote Strahlung zu registrieren, kann das Auge diesen Bereich der Strahlung nicht wahrnehmen.

Überall dort, wo das menschliche Auge in direkter oder indirekter Weise bei der Bewertung natürlicher oder künstlicher sichtbarer Strahlung eine Rolle spielt, wird mit fotometrischen Größen umgegangen. Optoelektronische Bauelemente werden durch fotometrische Größenangaben (z. B. Lichtstärke I_v) charakterisiert. Für Strahlungssender (wie Infrarotdioden) kommen dagegen die entsprechenden strahlungsphysikalischen Größen (z. B. Strahlstärke I_e) zur Anwendung. Die Tabelle 6.2. enthält eine Zusammenstellung der wichtigsten strahlungsphysikalischen und fotometrischen Größen mit der Zuordnung zu den Bauelementen Strahlungssender und Strahlungsempfänger.

2.4.4. Umrechnung der Größen

Für die praktische Schaltungsdimensionierung bedarf es gelegentlich der Umrechnung von einer Größenart in die andere. Innerhalb des Bereiches für sichtbare Strahlung wird die Umrechnung mit dem fotometrischen Strahlungsäquivalent für das helladaptierte Auge: $K_m = 673$ lm/w und für das dunkeladaptierte Auge: $K'_m = 1725$ lm/w vorgenommen. Für eine monochromatische Strahlung schreiben sich die Gleichungen

$$X_{v\lambda} = K_m \cdot X_{e\lambda} \cdot V(\lambda) \quad \text{helladaptiertes Auge} \qquad (6)$$

$$X'_{v\lambda} = K'_m \cdot X_{e\lambda} \cdot V'(\lambda) \quad \text{dunkeladaptiertes Auge.} \qquad (7)$$

$X_{v\lambda}$, $X'_{v\lambda}$ gesuchte fotometrische Größe für eine bestimmte Wellenlänge

K_m, K'_m fotometrisches Strahlungsäquivalent
$X_{e\lambda}$ gegebene strahlungsphysikalische Größe für eine bestimmte Wellenlänge
V_λ, V'_λ Hellempfindlichkeitsgrad.

Zahlenbeispiel
Gegeben: Strahlungsfluß $\Phi_e = 1$ W, monochromatische Strahlung $\lambda = 580$ nm.
Gesucht: Lichtstrom Φ_v (für Tagsehen).
Aus der $v(\lambda)$-Kurve wird für die Wellenlänge $\lambda = 580$ nm der spektrale Hellempfindlichkeitsgrad 0,87 entnommen. Die bekannten Werte in (6) eingesetzt, ergeben einen äquivalenten Lichtstrom $\Phi_v = 673 \cdot 1 \cdot 0{,}87\ lm = 585{,}5\ lm$.

2.4.5. Weitere Begriffe und Definitionen

Raumwinkel Ω; Steradiant (sr).
Der Raumwinkel kennzeichnet die räumliche Öffnungsweite eines von einem Kugelmittelpunkt kegelförmig ausgehenden Strahlenbündels, dessen äußere Begrenzung ein Teil der Oberfläche einer Kugel ist. Das Verhältnis des Flächenstücks A der Kugeloberfläche zum Quadrat des Radius r der Kugel bildet ein Maß für die Größe des Raumwinkels. Die Einheit des Raumwinkels ist Steradiant:

$$\Omega = \frac{A}{r^2}. \tag{8}$$

Der Raumwinkel, der eine ganze Kugel erfaßt, beträgt 4π sr. Bei optoelektronischen Berechnungen wird im allgemeinen von axialsymmetrischen Strahlungscharateristiken ausgegangen, z. B. vom Strahlungsdiagramm *VQ 110*. Sie sind durch Kugelsektoren mit entsprechenden Raumwinkeln darstellbar (Bild 2.16a). Zwischen dem Raumwinkel Ω und dem Öffnungswinkel 2α eines Kreiskegels (Bild 2.16b) besteht folgende Beziehung:

$$\Omega = 2\pi\,(1 - \cos\alpha). \tag{9}$$

Beispiel
Der Öffnungswinkel der IRED *VQ 110* ist im Datenblatt mit $\Theta = 2\alpha = 20°$ angegeben. Wie groß ist der Raumwinkel? Die Werte in (9) eingesetzt, ergeben einen Raumwinkel

$$\Omega = 2\pi\,(1 - 0{,}98) = 0{,}13\ \text{sr}.$$

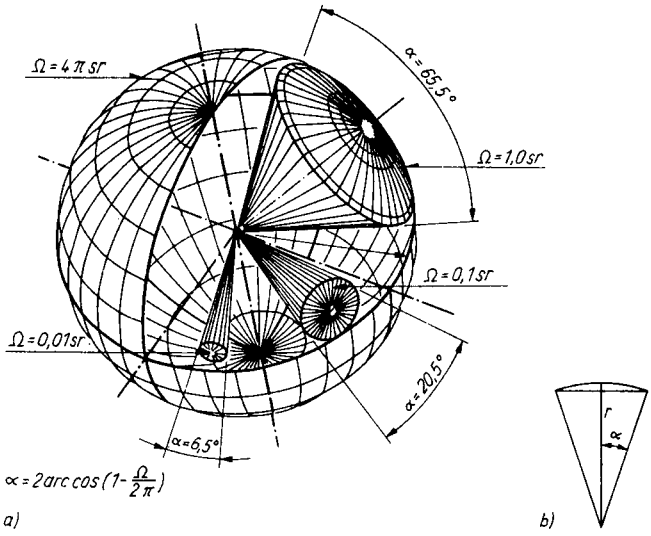


Bild 2.16 Darstellung verschiedener Raumwinkel

2.5. Farbtemperatur

Die meisten künstlichen Strahlungsquellen emittieren Strahlung (Licht) durch Erwärmen eines geeigneten Metalldrahts. Mit zunehmender Temperatur erhöht sich die Helligkeit des Drahtes, wobei die Lichtfarbe von Dunkelrot über Kirschrot, Orange, Gelb, Weiß bis ins Bläulichweiß wechselt. Aus dem Zusammenhang zwischen der Temperatur des strahlenden (glühenden) Körpers und dessen Farbe kann somit von der Farbe des Lichtes auf die Temperatur des glühenden Körpers geschlossen werden. Auf dieser vereinfacht dargestellten Überlegung basiert der Begriff der Farbtemperatur. Mit der Angabe der Farbtemperatur einer Glühlampe wird deren Farbart charakterisiert und somit gesichert, daß unter Berücksichtigung der Farbtemperatur exakt reproduzierbare Meßbedingungen an jedem Ort herstellbar sind. Der Begriff der Farbtemperatur erscheint in den technischen Daten von Strahlungsempfängerbauelementen im Zusammenhang mit Empfind-

lichkeitsangaben, verbunden mit dem Hinweis auf eine bestimmte Beleuchtungsstärke E (meistens $E = 1000$ lx). Als Lichtquelle für die „Hellmessung" wird auf eine geeichte, ungefilterte Wolframglühlampe verwiesen, die unter bestimmten Betriebsbedingungen die Normlichtart A (TGL 37363) erzeugt.
Der Aufwand ist notwendig, da bereits Glühlampen untereinander Farbtemperaturabweichungen aufweisen, die vergleichende Messungen an optoelektronischen Bauelementen ausschließen. Die Tabelle 6.3. gibt einen Überblick über die Farbtemperaturwerte verschiedener Strahlungsquellen. In diesem Zusammenhang spielt auch der Verlauf der spektralen Empfindlichkeit der Strahlungsempfänger eine Rolle.

3. Allgemeine Eigenschaften von Strahlungsempfängern

Fotoelektronische Strahlungsempfänger sind Bauelemente, die in ihrem elektrischen Verhalten durch die empfangene Strahlung beeinflußt werden. Bei der Umwandlung elektromagnetischer Strahlung in elektrische Energie wird die Quantennatur des Lichtes wirksam, wenn ein mit hinreichender Energie ausgestattetes Lichtquant auf Materie trifft. Unter Materie sind hier die unterschiedlichen Materialzonen der Strahlungsempfänger zu verstehen. Durch das Quant wird im strahlungsempfindlichen Material ein freies Elektron erzeugt. Verläßt hierbei das Elektron das lichtempfindliche Material, so wird dieser Vorgang als äußerer fotoelektrischer Effekt bezeichnet. Verbleibt das Elektron im Innern des lichtempfindlichen Materials, so wirkt es auf dessen Leitungsmechanismus ein. Auf diese Verhaltensweise bezieht sich der innere fotoelektrische Effekt. Die auf diesen Effekt reagierenden Materialien sind in solche mit oder ohne Sperrschichtverhalten einteilbar. Die Tabelle 6.4. enthält eine Aufstellung der bekanntesten fotoelektronischen Strahlungsempfänger und deren Zuordnung zum äußeren oder inneren Fotoeffekt.

3.1. Der äußere Fotoeffekt

Der äußere Fotoeffekt wird für spezielle Elektronenröhren (Fotozellen, SEV, Bildaufnahmeröhren u. a.) genutzt.
Der einfachste Röhrenaufbau ist mit der Fotozelle realisiert. Sie enthält eine Fotokatode und eine Anode als Auffangelektrode für frei gewordene Elektronen. Die auf die Oberfläche der Fotokatode auftreffende Strahlung läßt die Elektronen in den evakuierten oder mit einem Edelgas gefüllten Gefäßraum eintreten. Sie werden dort durch die an der Anode liegende positive Betriebsspannung zu dieser hin beschleunigt. Am Anodenwiderstand (Bild 3.1) ist eine von der Beleuchtungsstärke auf die Fotokatode abhängige Spannungsänderung als Signalspannung abnehmbar.
Das Prinzip des äußeren Fotoeffekts ist in der Röhrentechnik mit speziellen Eigenschaften angewendet worden. Die klassische Fo-

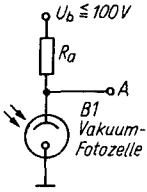


Bild 3.1
Prinzipschaltung einer Fotozelle

tozelle gehört hier zu den einfacheren Konstruktionen. Komplizierte Strahlungsempfängeraufbauten sind als Sekundärelektronenvervielfacher (SEV) oder Bildaufnahmeröhren bekannt.
Zu den Fotozellen sei vermerkt, daß sie einst die bedeutendsten Strahlungsempfängerbauelemente waren. Sie wurden in zwei Grundausführungen hergestellt. Mit Edelgas gefüllte Fotozellen sind etwa dreimal so empfindlich als Vakuum-Fotozellen. Diese wiederum besitzen eine proportionale Abhängigkeit zwischen Fotostrom und auftreffender Strahlung. Außerdem können sie mit wesentlich höheren Frequenzen moduliert werden.

3.2. Der innere Fotoeffekt

Der innere Fotoeffekt ist dadurch gekennzeichnet, daß die im strahlungsempfindlichen Material zunächst örtlich gebundenen Elektronen durch eintreffende Strahlung im Halbleitermaterial frei beweglich werden, ohne das Material verlassen zu können. Vereinfacht kann für den inneren Fotoeffekt angenommen werden, daß die in das Halbleitermaterial eindringende Strahlung dessen Leitfähigkeit erhöht. Geschieht das unabhängig von der an den Elektroden anliegenden Polarität einer Spannungsquelle, so handelt es sich um ein Strahlungsempfängerbauelement **ohne** Sperrschicht, z. B. um einen Fotowiderstand. Ist die Leitfähigkeit von der an den Elektroden anliegenden Polarität der Spannungsquelle abhängig, so besitzt das Bauelement Sperrschichtverhalten. Fotodioden, Fototransistoren und Fotothyristoren sind Bauelemente mit solchem Verhalten.

3.3. Spektrale Empfindlichkeit

Der Begriff der spektralen Empfindlichkeit wird allgemein als der Quotient aus Wirkung und Ursache definiert. Im hier interessie-

renden Fall ist als Wirkung die erzielte elektrische Größe (Fotostrom, Dunkelstrom, Sperrstrom) und als Ursache die auf das strahlungsempfindliche Material wirksam werdende lichttechnische oder strahlungsphysikalische Größe (Lichtstrom, Beleuchtungsstärke) anzusehen. In der Praxis wird zweckmäßigerweise die leichter zu handhabende Beleuchtungsstärke Lux als Bezugsgröße verwendet. Die Gleichung lautet hierfür

$$S_E = \frac{I_{ph}}{E} . \qquad (10)$$

Für vorwiegend infrarotempfindliche Bauelemente wird neben dem Lichtstrom die die Empfängerfläche treffende Strahlungsleistung bzw. Strahlungsdichte eingesetzt. Die Strahlungsleistung gilt dann nur für eine bestimmte Wellenlänge.

Die Empfindlichkeit eines Strahlungsempfängers ist von der Wellenlänge der empfangenen Strahlung abhängig. Der Grad der Beeinflussung der strahlungsempfindlichen Schicht hängt von der Energie des Strahlungsquants ab, wobei sich diese Energie umgekehrt zur Wellenlänge verhält, mit der das Quant ausgestrahlt wird. Die technischen Daten für Strahlungsempfängerbauelemente enthalten Angaben zur Empfindlichkeitskurve. Der Kurvenverlauf ist meist normiert dargestellt und nimmt Bezug auf die maximale Empfindlichkeit, die gleich 1 oder 100 % gesetzt wird (s. Bild 4.14). Diese Darstellungsweise ist für den Anwender hinreichend aussagefähig. Lediglich beim Vergleich der Eigenschaften fotoelektronischer Bauelemente mit unterschiedlichen strahlungsempfindlichen Materialien zeigt die auf den Lichtstrom bezogene Empfindlichkeitsangabe Vorteile, da die unterschiedlichen lichtempfindlichen Flächen A der zu vergleichenden Bauelemente nicht berücksichtigt werden müssen. Zwischen der Empfindlichkeit S_E, bezogen auf die Beleuchtungsstärke, und der Empfindlichkeit S_Φ, bezogen auf den Lichtstrom, besteht folgende Beziehung:

$$S_E = A \cdot S_\Phi . \qquad (11)$$

S_E in lx, S_Φ in lm, Empfängerfläche A in m^2.

Die Empfindlichkeitsangaben basieren auf der Normlichtart A.

3.4. Dunkelstrom, Rauschen

3.4.1. Dunkelstrom

Wird ein fotoelektronischer Strahlungsempfänger bei völliger Dunkelheit betrieben, so ist ein sehr kleiner Strom meßbar. Dieser Strom wird allgmein als Dunkelstrom, in Verbindung mit dem Hinweis Beleuchtungsstärke $E = 0$ lx, bezeichnet. Die Bauelementehersteller verwenden den Begriff des Dunkelstroms für die verschiedenen Arten von Strahlungsempfängern nicht einheitlich und geben ihm auch eine unterschiedliche Bedeutung. Die Bezeichnung Dunkelstrom ist für Fotowiderstände üblich. Sie wird aber auch für Fotodioden und Fototransistoren verwendet. Zutreffender sind die Angaben, die das Sperrstromverhalten bei Fotodioden und die Größe des Kollektor-Emitter-Stroms bei Fototransistoren mit dem Hinweis auf die Beleuchtungsstärke $E = 0$ lx verbinden. Der Größtwert des Dunkelstroms eines Strahlungsempfängers bestimmt dessen Nachweisschwelle oder, anders ausgedrückt, die noch störungsfrei auswertbare kleinste empfangene Beleuchtungsstärke. Das empfangene Signal muß sich noch deutlich vom Dunkelstrom abheben, um als solches erkannt zu werden. Der Sperrstrom von Silizium-Fotodioden bei $E = 0$ lx kann je nach Typ *(SP 101 ... 103)* zwischen einigen Nanoampere bis zu 1 μA betragen. Germanium-Fotodioden weisen bis zu 10^3 schlechtere Werte auf. Als Anhaltswert möge $I_R \approx 15\mu$A dienen. Die Sperrstromeigenschaft und die auffällige Temperaturabhängigkeit von Ge-Fotodioden sind die Ursache, daß diese Bauelemente an Bedeutung verloren haben.

3.4.2. Rauschen

Rauschen wird auf den Teil des Dunkelstroms (Rauschstrom) zurückgeführt, der sich beim Betrieb des Strahlungsempfängers mit Wechselspannung als Rauschsignal bemerkbar macht. Das Rauschsignal erstreckt sich über ein breites Frequenzspektrum und kann daher das interessierende Nutzsignal empfindlich stören. In allgemeinen Anwendungen von Strahlungsempfängern haben deren Rauscheigenschaften keine nennenswerte Bedeutung, so daß über diesen Effekt in den technischen Daten nur selten Angaben zu finden sind.

3.5. Alterung

Wie alle Bauelemente unterliegen auch Strahlungsempfänger einem Alterungsprozeß, der durch die Inbetriebnahme des Bauelements ausgelöst wird und dessen Kennwerte über einen längeren Zeitraum nachteilig verändert. Nehmen nach einer Ruhepause veränderte Kennwerte wieder ihre Anfangswerte an, ist der Vorgang reversibel. Man spricht dann vom „Ermüden" des Bauelements. Über einen längeren Betriebszeitraum gesehen, ist das Bauelement vom Alterungsprozeß nicht ausgeschlossen. Bei Strahlungsempfängern sind hiervon die Empfindlichkeit, die Leitfähigkeit und der Dunkelstrom betroffen.
Im voraus sind Alterungsprozesse quantitativ kaum erfaßbar, zumal die Betriebsvergangenheit eines Bauelements eine sehr wichtige Rolle spielt.

3.6. Schaltzeiten

Die verschiedenen Arten von Strahlungsempfängern reagieren auf empfangene Strahlung unterschiedlich schnell. Die Reaktionszeit (bzw. die Schaltzeit oder Trägheit) eines Strahlungsempfängers ist eine Eigenschaft, die, sofern sie nicht beachtet werden, das ge-

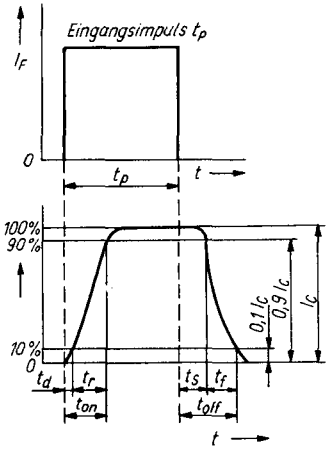


Bild 3.2
Grafische Darstellung der Schaltzeiten

wünschte Funktionsverhalten einer Schaltung nachteilig beeinflussen können. Die in den Datenblättern enthaltenen Angaben vermitteln dem Anwender die Informationen, ob ein bestimmtes Bauelement den gestellten Schaltzeitanforderungen entspricht.
Bei Angaben zu den Schaltzeiten wird allgemein der prinzipielle Verlauf des Ausgangssignals am Arbeitswiderstand (bzw. die Änderung des Widerstandes bei einem Fotowiderstand) in zeitlicher Gegenüberstellung mit dem Verlauf einer Rechteckspannung (Strahlungsimpuls) verglichen. Da beim Fototransistor eine Vielzahl von Schaltzeiten auftreten, werden sie an einem Beispiel im Bild 3.2 dargestellt und erläutert. Die eingetragenen Zeiten haben folgende Bedeutung:

- t_d Verzögerungszeit (delay time)
- t_r Anstiegszeit (rise time)
- t_{on} ($t_d + t_r$) Einschaltzeit (on time)
- t_s Speicherzeit (storage time)
- t_f Abfallzeit (fall time)
- t_{off} ($t_s + t_f$) Ausschaltzeit (off time)

Bei der Verzögerungszeit t_d gilt es zu beachten, daß deren Ende mit dem Beginn der Anstiegszeit zusammenfällt.
Die Anstiegszeit t_r kennzeichnet die Zeitspanne, in der das Ausgangssignal von 10 auf 90 % seines Endwertes ansteigt.
Analog hierzu umfaßt die Abfallzeit t_f die Zeitspanne, in der das Ausgangssignal von 90 auf 10 % seines Maximalwertes abgefallen ist. Zwischen Anstiegs- und Abfallzeit ist die Speicherzeit t_s eingebettet. Sie beginnt zum Zeitpunkt der Abfallflanke des zum Vergleich herangezogenen Rechteckimpulses und endet an der 90-%-Marke für die Abfallzeit t_f. Durch die Speicherzeit wird der verzögerte Einsatz des Kollektorstroms des Fototransistors gekennzeichnet. Ein ähnliches Verhalten, aber ausgeprägter, ist bei Fotowiderständen feststellbar und wird gelegentlich auch mit Gedächtniseffekt bezeichnet.
Große Schaltzeitwerte bedeuten für das betreffende Strahlungsempfängerbauelement, daß es nur über eine niedrige Grenzfrequenz f_{max} verfügt. Zwischen den Schaltzeiten und der maximal möglichen übertragbaren Frequenz besteht somit ein unmittelbarer Zusammenhang. Ein Strahlungsempfänger, der eine geraume Zeit benötigt, um auf eine empfangene Strahlung mit einem optimalen Ausgangswert zu reagieren, kann in einer bestimmten Zeit-

einheit auch nur eine begrenzte Anzahl von Strahlungsimpulsen abgeben.

Die Grenzfrequenz wird definiert durch den Abfall der Frequenzamplitude des Ausgangssignals am Arbeitswiderstand auf den 0,7fachen Wert, verglichen mit anderen gleich 1 zu setzenden Modulationsfrequenzen. Si-Fotodioden sind schnelle Strahlungsempfänger, die Grenzfrequenzen bis zu 100 MHz erreichen können. Die mit Fototransistoren erreichbaren Grenzfrequenzen liegen im Bereich um 50 kHz. Fotowiderstände gelten als besonders träge, da sie bereits bei einigen Hertz nicht mehr dem Signal folgen können und deshalb nur bei quasistatischer Bestrahlung eingesetzt werden sollten.

Eine Einstufung von Strahlungsempfängerbauelementen nach dem Frequenzverhalten gibt die Tabelle 6.5.

4. Strahlungsempfängerbauelemente

4.1. Fotowiderstände

Fotowiderstände sind schaltungstechnisch relativ einfach handhabbare und preiswerte Bauelemente. Da Fotowiderstände kein Sperrverhalten zeigen, d. h. keinen pn-Übergang besitzen, sind sie durch ihre bipolare Eigenschaft sowohl in Gleich- als auch in Wechselstromkreisen einsetzbar. Sie verhalten sich elektrisch wie ohmsche Widerstände und können verhältnismäßig große Leistungen und Stromstärken steuern. Weiterhin ist die Leitfähigkeit des Widerstandes mit der Beleuchtungsstärke über einen großen Bereich veränderbar, wobei sich mit wachsender Beleuchtungsstärke der Widerstand des Bauelements verringert. Die einfache Grundschaltung (Bild 4.1.) läßt erkennen, daß der Fotowiderstand R_{Fl} in der Regel über einen vorgeschalteten Reihenwiderstand R_V betrieben wird. Die Bauelemente können in der Schaltung auch vertauscht sein. Dann ergibt sich am Abgriff A ein auf Masse bezogenes gegenläufiges Funktionsverhalten.
Die Widerstandsänderung beruht auf dem inneren fotoelektronischen Effekt. Durch Absorption von Strahlungsenergie werden im halbleitenden Material freie Ladungsträger erzeugt, die zu einer Erhöhung der Leitfähigkeit des Fotowiderstandes führen. Als fotoleitendes Material hat besonders die Verbindung von Kadmiumsulfid (CdS) anwendungstechnische Bedeutung erlangt. Deshalb werden mit diesem Material hergestellte Fotowiderstände häufig auch als CdS-(Foto-) Widerstände bezeichnet. Ihre spektrale Empfindlichkeit ist auf den sichtbaren Bereich der Strahlung abgestimmt. Andere Materialkombinationen, wie Bleisulfid (PbS) oder Bleiselenid (PbSe), werden technisch genutzt, haben aber mehr für Sonderanwendungen Bedeutung.

4.1.1. Bauformen

Unter der Forderung eines breiten Einsatzes entstanden unterschiedliche Bauformen, wobei deren Abmessungen auch durch die

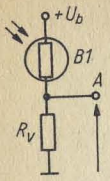


Bild 4.1
Grundschaltung für einen Fotowiderstand

im Gehäuse unterzubringenden Ausmaße des Fotowiderstandes beeinflußt werden. Die Gehäuse (insbesondere der transparente Plastüberzug) haben die Aufgabe, die Widerstandsschicht vor mechanischen Verletzungen und klimatischen Einflüssen zu schützen. Eine Auswahl verschiedener Fotowiderstände zeigt das Bild 4.2. Die Tabelle 6.6. enthält eine Auswahl von Fotowiderständen.

4.1.2. Aufbau und Eigenschaften

Für CdS-Fotowiderstände sind drei Herstellungsverfahren bekannt. Mit jedem dieser Verfahren werden spezielle Bauelementeeigenschaften verwirklicht.
Beim Aufdampfverfahren wird CdS-Pulver im Vakuum verdampft und auf ein Trägermaterial aus Glas oder Keramik aufgebracht.

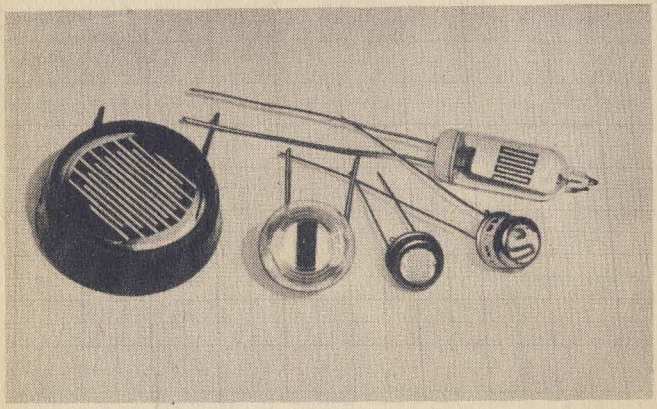


Bild 4.2 Fotowiderstände

Durch Diffusion erhält der Niederschlag zusätzliche Dotierungswerkstoffe (Au, AuIn oder GaIn) zur Erzeugung spezifischer Eigenschaften. Die nach dem Aufdampfverfahren hergestellten Fotowiderstände besitzen geringe Parameterstreuungen und eine gute Langzeitstabilität. Fotowiderstände mit diesen Eigenschaften sind besonders für meßtechnische Anwendungen erwünscht.

Das Preßsinterverfahren nutzt bereits dotiertes CdS-Pulver. Es wird durch hydraulisches Pressen zu Plättchen geformt, die durch einen sich anschließenden Sintervorgang verfestigt werden. Ihre Belastbarkeit und die Spannungsfestigkeit sind hoch. Sie eignen sich deshalb besonders für den direkten Netzbetrieb und können unmittelbar elektromechanische Relais mit einer Leistungsaufnahme bis zu einigen Watt schalten. Ein Beispiel hierfür ist der Fotowiderstand *WK 650 36* (TESLA), dessen Verlustleistung mit 1 W angegeben wird.

Für das Monokornverfahren wird ebenfalls ein bereits dotiertes, aber gekörntes (30 bis 40 μm) CdS-Pulver in einer Kornlage (Bild 4.3) in Kunstharz eingebacken. Die Stärke der CdS–Schicht entspricht dem Korndurchmesser. Durch weitere Bearbeitungsvorgänge wird die Kunstharzschicht beidseitig so weit abgetragen, daß auf beiden Oberflächenseiten die CdS-Körner freigelegt sind. Eine Oberfläche erhält eine transparente leitende Elektrode aufgedampft. Die gegenüberliegende strahlungsundurchlässige Elektrodenbeschichtung ist in der Flächenmitte elektrisch unterbrochen. Jeder der beiden Flächenabschnitte besitzt einen Kontaktanschluß. Durch die gewählte Art der Kontaktierung entsteht ein strahlungsempfindlicher Widerstand mit zwei in Serie geschalteten Monokornschichten.

Diese Fertigungstechnologie erlaubt die Herstellung sehr großflächiger Fotowiderstände. Der sich durch den Korndurchmesser ergebende geringe Elektrodenabstand beschränkt die Spannungsfestigkeit dieser Art von Fotowiderständen auf maximal 50 V.

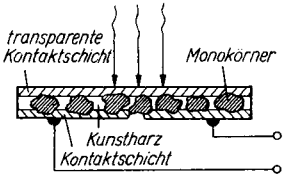


Bild 4.3 Monokornschicht eines Fotowiderstandes

4.1.3. Spektrale Empfindlichkeit

Die relative spektrale Empfindlichkeit von CdS-Fotowiderständen kann je nach Dotierung unterschiedlich verlaufen. Im Bild 4.4 sind zwei typische Empfindlichkeitskurven wiedergegeben. Die CdS-Kurve besitzt ein relativ breit angelegtes Empfindlichkeitsmaximum von 500 bis 800 nm, mit dem recht gut der Bereich der sichtbaren Strahlung erfaßt wird. Die andere CdS-Kurve läßt erkennen, daß der Fotowiderstand speziell für den schmalen Bereich um 725 nm selektiv gemacht wurde. PbS-Fotowiderstände sind im Bereich von etwa 0,8 bis 2,7 μm (also für infrarote Strahlung) empfindlich. Das Empfindlichkeitsmaximum ist bei den meisten Typen im Wellenlängenabschnitt zwischen 2,1 bis 2,8 nm angelegt.

4.1.4. Dunkelwiderstand

Der Dunkelwiderstand R_D ist der Widerstandswert eines nicht beleuchteten Fotowiderstandes. Er ist abhängig von der anliegenden Spannung, von den Betriebsbedingungen vor der Dunkelphase und der Zeit t, während der sich das Bauelement im Dunkeln befand. Da der Endwert des sich einstellenden Dunkelwiderstandes zeitabhängig ist, erfolgt die Wertangabe in den technischen Daten in Verbindung mit einer Zeitangabe; z. B. R_D nach 15 s >10 MΩ oder R_E nach 30 min >200 MΩ.

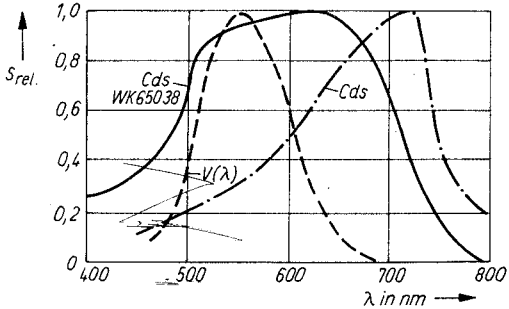


Bild 4.4 Unterschiedliche relative spektrale Empfindlichkeiten von CdS-Fotowiderständen

4.1.5. Hellwiderstand

Der sich bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke ausbildende Hellwiderstand R_H erreicht seinen endgültigen Wert ebenfalls verzögert. Allerdings nimmt der Hellwiderstand bereits nach wenigen Sekunden einen Wert an, der sich von dem nach einer längeren Bestrahlungsphase einstellenden endgültigen Hellwiderstand nur geringfügig unterscheidet.
Die Hellwiderstände sind typenabhängig und können fertigungstechnisch im Bereich von 100 Ω bis zu 100 k Ω erzeugt werden.
Für die Schaltungsdimensionierung ist es wichtig zu wissen, in welchem Maße der Hellwiderstand von der Beleuchtungsstärke verändert oder der durch einen Fotowiderstand fließende Strom beeinflußt wird. In den technischen Daten werden vom Hersteller die Hellwiderstände für verschiedene für die Anwendung interessierende Beleuchtungsstärken bekanntgegeben. Hierzu siehe Bild 4.5 und Tabelle 6.6.
Fotowiderstände, die für Kameras, Belichtungs- und Beleuchtungsmeßgeräte vorgesehen sind, erhalten Angaben zum Hellwiderstand, die bei geringen Beleuchtungsstärken ausgemessen wurden. Für Lichtschrankenanordnungen und Dämmerungsschalter sind dagegen die Hellwiderstände für große Beleuchtungsstärken von Interesse.

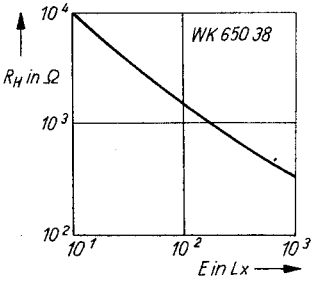


Bild 4.5
Kennlinie des Hellwiderstandes

4.1.6. Trägheit

Die Trägheit eines Fotowiderstandes steht in unmittelbarem Zusammenhang zur zeitlichen Abhängigkeit des sich verändernden Dunkel- und Hellwiderstandes. Diese Eigenschaft der Fotowiderstände erlaubt deren Einsatz nur in Meß- und Überwachungsgeräten, bei denen dieses Verhalten eine untergeordnete Rolle spielt oder wo das Bedienverhalten des Anwenders es ermöglicht, das Trägheitsverhalten des Fotowiderstandes zu kompensieren.
Ein mit einem Fotowiderstand ausgestattetes Belichtungsmeßsystem zeigt erst nach Ablauf einer bestimmten Zeitspanne den "richtigen" Meßwert an. Wird dieser Sachverhalt übersehen, so sind Fehlbelichtungen das Ergebnis.
Die Kurven des Bildes 4.6 für einen beliebigen Fotowiderstand zeigen, mit welchen relativen Dunkel- und Hellwiderstandsänderun-

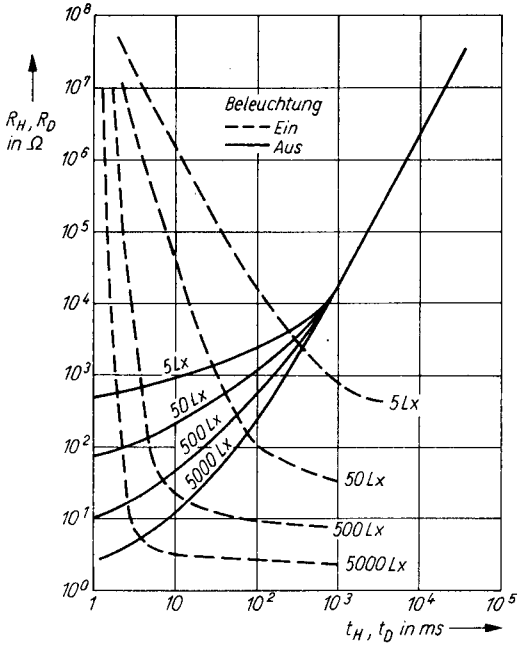


Bild 4.6 Änderung des Dunkel- und Hellwiderstandes als Funktion der Zeit

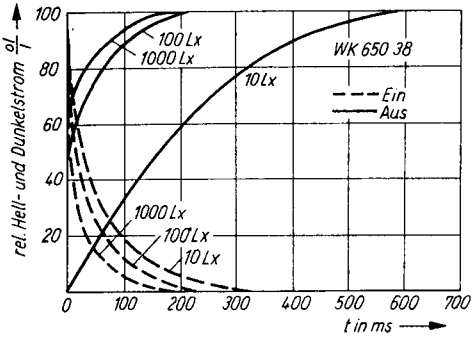


Bild 4.7 Änderung des Dunkel- und Hellstromes als Funktion der Zeit

gen in Abhängigkeit der Zeit und der Beleuchtungsstärke zu rechnen ist.

Den Kennlinien kann man entnehmen: Nach beendeter Beleuchtung ist der Widerstandsanstieg abhängig von der vorangegangenen Beleuchtungsstärke und daher zunächst unterschiedlich steil. Nach einer bestimmten Dunkelphase verlaufen dann die Kurven einheitlich.

Bei einsetzender Beleuchtung erreicht der Hellwiderstand am schnellsten seinen Endwert, wenn die Beleuchtungsstärke groß ist. Dieses Verhalten kommt auch in der in Bild 4.7 vorgenommenen Darstellung durch die relativen Hell-/Dunkelströme zum Ausdruck.

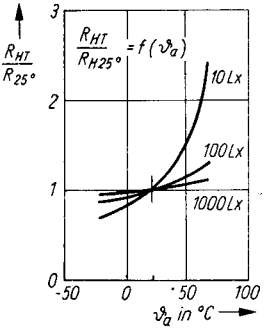


Bild 4.8
Abhängigkeit des Fotowiderstandes von der Temperatur

4.1.7. Temperaturabhängigkeit

Der Widerstandswert eines Fotowiderstandes ist von der Temperatur der Widerstandsschicht abhängig. Die Widerstandsschicht wird erwärmt durch die Umgebungstemperatur ϑ_a und durch die beim Stromdurchfluß entstehende Eigenwärme. Mit ansteigender Temperatur wächst der Widerstandswert, wobei die Temperaturabhängigkeit besonders bei niedrigen Beleuchtungsstärken stark ausgeprägt ist. Aus dem Bild 4.8 ist diese Eigenschaft erkennbar.

4.1.8. Betriebsspannung

Die maximal zulässige Betriebsspannung eines Fotowiderstandes ergibt sich durch den Abstand der Elektroden und hängt von den Durchschlageigenschaften des strahlungsempfindlichen Materials ab. Fotowiderstände werden für Betriebsspannungen bis zu 350 V hergestellt. Die für 350 V Betriebsspannung zugelassenen Fotowiderstände können mit der entsprechenden Schaltung transformatorlos aus dem 220-V-Netz betrieben werden.
Der in den technischen Daten angegebene Höchstwert einer am Fotowiderstand anliegenden Spannung ist eine veränderliche Betriebsspannung, die in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke unterschiedliche Werte annehmen kann. Sie darf in keinem Fall den erlaubten Maximalwert der Betriebsspannung überschreiten. Der hierfür bekanntgegebene Grenzwert gilt für Gleichspannung und für den Scheitelwert einer Wechselspannung.
Die Betriebsbedingungen eines Fotowiderstandes beschränken

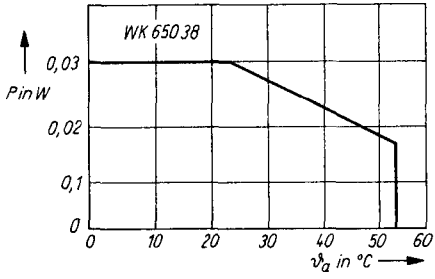


Bild 4.9 Verlustleistungsdiagramm des Fotowiderstandes *WK 65038*

sich nicht nur auf den Grenzwert der am Fotowiderstand zulässigen Spannung, sondern es gilt auch, die erzeugte Verlustleistung im Fotowiderstand zu beachten. Die Verlustleistung ist bei einer vorgegebenen Versorgungsspannung vom Verhältnis des Spannungsteilers aus Fotowiderstand und Vorwiderstand (Bild 4.1) abhängig. Ist es schaltungstechnisch möglich, einen Fotowiderstand mit Wechselspannung zu betreiben, so sollte hiervon Gebrauch gemacht werden. Die Gefahr einer Überlastung ist bei Wechselspannungsbetrieb geringer als bei Gleichspannungsbetrieb.

4.1.9. Verlustleistung

Die höchste Verlustleistung, die in einem Fotowiderstand entstehen darf, wird zunächst von der Temperatur begrenzt, auf die sich das verwendete strahlungsempfindliche Material erwärmen kann, ohne zerstört zu werden. Für CdS-Fotowiderstände werden dazu Temperaturwerte im Bereich von 60 bis 80 °C angegeben. Einen weiteren Einfluß auf die zulässige Verlustleistung übt die jeweilige Umgebungstemperatur aus. Der Zusammenhang zwischen unterschiedlichen Umgebungstemperaturen und der noch zulässigen Verlustleistung im Fotowiderstand, unter Berücksichtigung der Materialeigenschaften, wird für den Anwender durch ein typengebundenes Diagramm $P_{tot} = f(\vartheta_a)$ erklärt (Bild 4.9).

4.1.10. Grundschaltungen

In den meisten Schaltungsanwendungen werden Fotowiderstände als Teil einer Widerstandsbrücke eingesetzt. Das Bild 4.10 zeigt ein Schaltungsbeispiel, in dem ein Transistor V1 bei beleuchtetem Fotowiderstand B1 (R_{F1}) durchgesteuert wird. Ist B1 (R_{F1}) mit V1

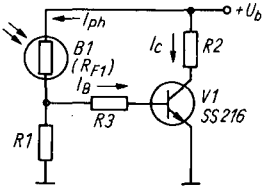


Bild 4.10
Transistoransteuerung durch Fotowiderstand

vertauscht, verhält sich die Schaltungsfunktion umgekehrt. Bei Beleuchtung ist der Fotowiderstand niederohmig, die Basis erhält nahezu Massepotential, wodurch sich der Kollektorstrom I_C auf einen Kleinstwert einstellt. Der Vorwiderstand ist so zu bemessen, daß bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke der Transistor V1 leitend wird:

$$R_1 = \frac{U_{BEsat}}{U_B - U_{BEsat}} \cdot R_{F1}. \tag{12}$$

R_1 Vorwiderstand
R_2 Kollektorwiderstand
R_3 Basiswiderstand
R_{F1} Fotowiderstand bei Beleuchtung x lx
U_B Betriebsspannung der Schaltung (Widerstandsbrücke)
$U_{BEsat} \approx 1{,}0$ V.

Beispiel:
$U_B = 8$ V, $E = 50$ lx (siehe Bild 2.28), $R_{v1} = 6$ kΩ,
Transistor V1 : SS 216 ($U_{BEsat} \approx 1$ V). Mit den Werten errechnet sich aus Gl. (12) ein Vorwiderstand $R_1 \approx 860$ kΩ.
Der Basiswiderstand R_3 (≈2 kΩ) ist einzufügen, wenn abweichend von $E = 50$ lx unvorhergesehene größere Beleuchtungsstärken auftreten. R_3 schützt den Fotowiderstand und die Basis-Emitter-Strecke vor Überlastung.

4.2. Fotodioden

Fotodioden werden aus Germanium- oder Siliziumeinkristallen und neuerdings auch aus den Verbindungsmaterialien Gallium-Arsenid oder Gallium-Phosphid hergestellt.
Germanium-Fotodioden haben durch die Entwicklung der Si-Fotodioden ihre einstige Bedeutung verloren. Ursache sind die bekannten nachteiligen Materialeigenschaften des Germaniums.
Fotodioden aus Galliumverbindungen besitzen materialbedingte Eigenschaften, so daß sie sich besonders für die elektronische Belichtungsmeßtechnik und Steuerung in hochwertigen Kameras eignen. Zur Zeit werden sie auch nur für diesen Zweck von einigen Halbleiterbauelementfirmen gefertigt. Dieser Fotodiodentyp ist oberhalb des roten Strahlungsspektrums (infrarote Strahlung)

weitgehend unempfindlich. Zusätzliche IR-Sperrfilter sind entbehrlich. Ein Meßsystem mit einer Si-Fotodiode ohne IR-Sperrfilter würde auch die infraroten Strahlungsanteile des empfangenen Strahlungsspektrums mitmessen, obwohl dieser Strahlungsanteil an der Belichtung des Filmmaterials nicht beteiligt ist. Der gemessene Belichtungswert wäre zu klein, der hiernach belichtete Film würde unterbelichtete Bildpartien zeigen. Fotodioden werden gern in Schaltungen eingesetzt, bei denen erhöhte Anforderungen an das Langzeitverhalten der elektrooptischen Parameter gestellt werden. Diese gelten bei Fotodioden als konstant. Fototransistoren haben eine solche Eigenschaft nicht. In bereits überschaubaren Zeiträumen verändern sich wichtige Parameter.

4.2.1. Aufbau

Im Bild 4.11 ist der schematische Aufbau eines Silizium–Fotodiodenkristalls dargestellt. Der erkennbare pn–Übergang befindet sich in unmittelbarer Nähe der Kristalloberfläche, um der einfallenden Strahlung möglichst gut zugänglich zu sein. Liegt an dem pn–Übergang eine in Sperrichtung wirkende Spannung U_R, entstehen beidseitig um den Trennbereich Raumladungszonen, die eine gemeinsame Sperrschicht bilden. Die Sperrschichtzone kann bei einer nichtbestrahlten Fotodiode als ein großer Widerstand aufgefaßt werden, durch den wiederum nur ein sehr kleiner Strom (der Sperrstrom I_R) unter der Bedingung $E = 0$ lx fließt.
Eine mit Strahlungsquanten bestrahlte Sperrschicht (innerer Fotoeffekt) erzeugt zusätzliche Ladungsträger, die – vereinfacht dargestellt – einen zusätzlichen Strom, den erhöhten Sperrstrom, hervorrufen. Da er von der Beleuchtungsstärke und der Größe der Sperrspannung abhängig ist, werden in den technischen Daten diese Bezugsgrößen genannt.

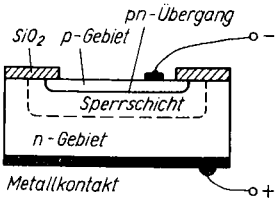


Bild 4.11
Schematischer Kristallaufbau einer PN-Fotodiode

PIN-Fotodioden sind eine verbesserte Ausführung von PN-Fotodioden. Sie besitzen eine sehr weit angelegte Raumladungszone, die von einer zwischen der p- und n-Schicht eingelagerten INTRINSIC-Schicht erzeugt wird. Aus den Anfangsbuchstaben der Zonenfolge entstand die Bezeichnung PIN-Fotodiode. Der schematische Aufbau eines PIN-Fotodiodenkristalls (Bild 4.12) weist auf die zusätzliche I-Schicht hin, die aus einem eigenleitenden Kristallmaterial mit sehr hohem Widerstandswert besteht. Im I-Zonenbereich herrscht eine große Feldstärke, durch die die erzeugten Ladungsträger in hohem Maße beschleunigt werden. Daraus ergibt sich eine Reihe von Vorteilen, die die PIN-Fotodiode von PN-Fotodioden unterscheidet:

- kürzere Schaltzeiten (ns), höhere Grenzfrequenz
- kleinere Kapazität
- sehr niedrige Sperrströme bei $E = 0$ lx
- bessere Empfindlichkeit für IR-Strahlung >800 nm.

Die Fotodioden des VEB *Werk für Fernsehelektronik* sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Die Avalanche-Fotodioden nutzen den Lawineneffekt. Die interne Verstärkung des Fotostromes erfolgt durch einen Multiplikationsprozeß im hohen Feld der Raumladungszone eines pn-Übergangs, der unterhalb der Durchbruchspannung in Sperrichtung betrieben wird. Die interne Verstärkung wird durch die angelegte Sperrspannung bestimmt. Der gute Wirkungsgrad der Avalanche-Fotodioden ist auf diesen Effekt zurückzuführen. Aufgrund seiner außerordentlich kurzen Anstiegszeiten von etwa 0,5 ns eignet sich dieser Fotodiodentyp für Spezialanwendungen, für den er auch ausschließlich eingesetzt wird. Vom Effekt her liegt der Vergleich mit der Funktion eines Fotovervielfachers (SEV) nahe. Der Verstärkungsfaktor einer Lawinen-Fotodiode (etwa 200) liegt weit unter dem eines Fotovervielfachers.

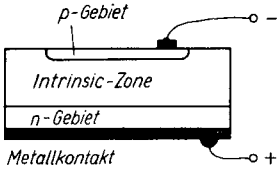


Bild 4.12
Schematischer Kristallaufbau einer PIN-Fotodiode

4.2.2. Bauformen

Im Bild 4.13 sind eine Reihe Gehäusebauformen für Fotodioden erkennbar. Die Transistormetallgehäuse besitzen frontal ein in die Gehäusekappe eingelassenes Planfenster oder eine Linse. Weiterhin sind Einschmelzungen des Chips in ein Glasröhrchen mit aufgesetzter Linse (*KP 101*, TESLA) oder Ummantelungen mit einem transparenten Plastwerkstoff (*SP 105*, VEB *Werk für Fernsehelektronik*) in verschiedenen geometrischen Formen üblich. Bauelemente mit Planfenster weisen eine etwa um den Faktor 10 geringere Empfindlichkeit auf als solche mit einer Linse. Der größere Öffnungswinkel ($\Theta = 70°$) und die problemlosere Justierung beim Einbau können anwendungstechnische Vorzüge haben.

4.2.3. Spektrale Empfindlichkeit

Die spektrale Empfindlichkeit einer Fotodiode ist zunächst durch die Eigenschaft des eingesetzten Kristallmaterials vorgegeben. Die charakteristischen Kurvenverläufe für die spektrale Empfindlichkeit von Silizium- und Germaniummaterial wurden bereits im Bild 2.9 dargestellt. Für die Typen *SP 101* ... *SP 103* gilt die abgebildete

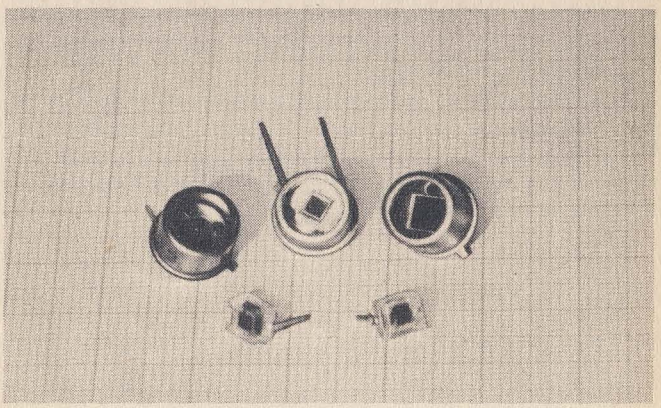


Bild 4.13 Fotodioden

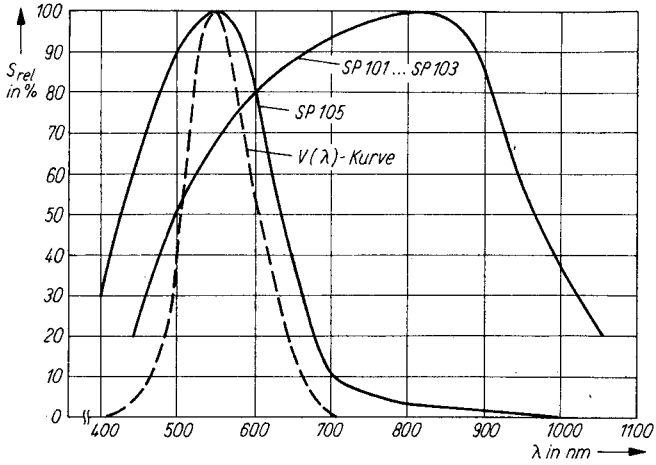


Bild 4.14 Relative spektrale Empfindlichkeit; *SP 101 ... SP 103, SP 105*

Kurve für die relative spektrale Empfindlichkeit im Bild 4.14. Der Maximalwert liegt bei $\lambda_{s\,max} = 820$ nm. Die Lage der Wellenlänge zeigt, daß sich für Silizium-Fotodioden und Infrarotemitterdioden in Strahlschranken- oder Koppleranordnungen recht günstige Anpassungsbedingungen ergeben.
Die zweite spektrale Empfindlichkeitskurve im Bild 4.14 entspricht annähernd dem Verlauf der $v(\lambda)$-Kurve und wird durch ein in die Fotodiode *SP 105* eingelegtes Korrekturfilter erreicht. Dieser Kurvenverlauf wird u. a. für Belichtungsmeßeinrichtungen in der Fototechnik benötigt. [15]

4.2.4. Sperrstrom

Der Sperrstrom bei $E = 0$ lx ist abhängig von der Größe der aktiven Chipfläche. Bei einer Sperrspannung von $U_R = 20$ V ist bei Silizium-Fotodioden je nach Typ mit Sperrströmen von 1 bis 500 nA zu rechnen. Bei einer Temperaturerhöhung um $\Delta\vartheta = 25$ K tritt

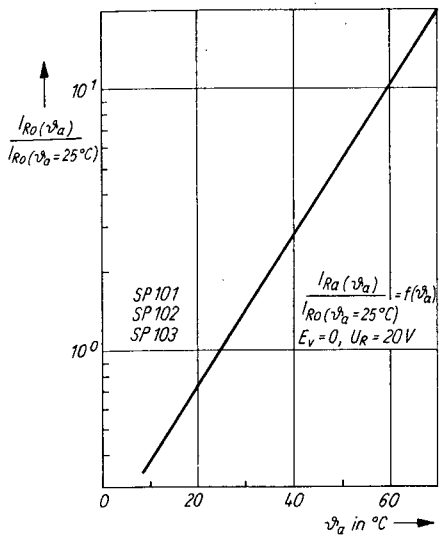


Bild 4.15 Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms

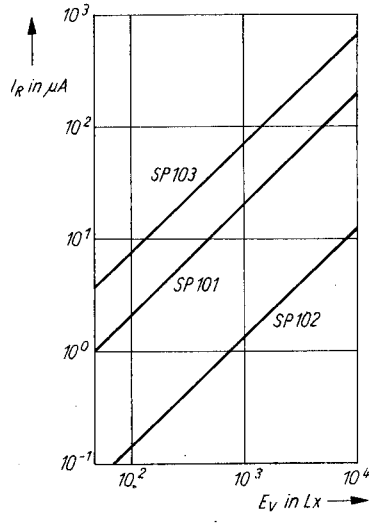


Bild 4.16
SP 101 . . . SP 103: mittlerer normierter Sperrstrom in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke

eine Sperrstromerhöhung um etwa eine Größenordnung auf. Der Kurvenverlauf in Bild 4.15 zeigt diese Abhängigkeit in normierter Darstellung für die bereits erwähnten Fotodioden. Das Sperrstromverhalten ist bei größeren Temperaturschwankungen durch eine entsprechende Schaltungsdimensionierung abzufangen.
Bei bestrahlten (beleuchteten) Fotodioden übt die Umgebungstemperatur auf den Sperrstrom nur einen geringen Einfluß aus. Eine wichtige Informationsquelle bildet für den Anwender das Diagramm im Bild 4.16. Die dargestellte Abhängigkeit des Sperrstroms von der Beleuchtungsstärke (gilt auch für andere Beleuchtungsstärken) weist auf einen linearen Zusammenhang hin. Diese wichtige Eigenschaft der Fotodioden macht sie besonders geeignet als Strahlungsempfänger für quantitative Beleuchtungs- und Bestrahlungsstärkemessungen.

4.2.5. Schaltzeiten, Grenzfrequenz

Der pn-Übergang einer Fotodiode besitzt eine Sperrschichtkapazität, deren Größe mit der strahlungsempfindlichen Fläche zunimmt. Die Größe der Sperrschichtkapazität bestimmt wiederum in hohem Maße die erreichbare Grenzfrequenz. Die Auf- und die Entladezeit der Sperrschichtkapazität begrenzen die übertragbare Frequenz, sie legen die Grenzfrequenz fest. Korrekter ist es, für Auf- und Entladezeit die Begriffe Anstiegs- und Abfallzeit zu benutzen, so wie es auch in den technischen Daten der Fall ist. Hier wurde aus Gründen der Verständlichkeit für den Verzögerungsvorgang einmalig abgewichen. Kurze Schaltzeiten bzw. hohe Übertragungsfrequenzen sind erzielbar, wenn in der Schaltung ein möglichst niedriger Arbeitswiderstand eingesetzt oder eine Fotodiode mit der kleinsten Empfängerfläche ausgewählt wird. In beiden Fällen muß mit einer geringen Empfindlichkeit des Systems gerechnet werden. Die Empfindlichkeitsverluste in der Eingangsstufe verlangen immer eine zusätzliche Nachverstärkung. Spielt die zu übertragende Frequenz eine untergeordnete Rolle, dann sind Fotodioden mit größeren Chipflächen vorzuziehen.
Um einen Einblick in die Größenverhältnisse diesbezüglicher Kennwerte zu gewinnen, sind diese von Fotodioden mit sehr unterschiedlichen strahlungsempfindlichen Flächen nachstehend gegenübergestellt.

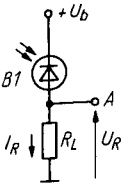


Bild 4.17
Grundschaltung: Betrieb der Fotodiode in Sperrichtung

SP 102: $A = 0{,}25\ \text{mm}^2$; $C_{tot} = 20\ \text{pF}$; $f_{max} = 150\ \text{MHz}$
SP 103: $A = 12{,}25\ \text{mm}^2$; $C_{tot} = 100\ \text{pF}$; $f_{max} = 12\ \text{MHz}$.

4.2.6. Betriebsarten

Für Silizium-Fotodioden gibt es zwei mögliche Betriebsarten. Beim „Betrieb in Sperrichtung", auch Diodenbetrieb genannt, erhält die Fotodiode (Bild 4.17) eine von außen, in Sperrichtung angelegte Betriebsspannung, deren Größe sich im Bereich von einigen Volt bis zum Grenzwert der Sperrgleichspannung (Typen des VEB *Werk für Fernsehelektronik*: $U_{Rmax} = 25$ V) bewegen kann. Im Lastwiderstand R_L fließt ein beleuchtungsabhängiger Sperrstrom, der an R_L einen Spannungsabfall U_R erzeugt. Beim Fotodiodenbetrieb erweisen sich die kurzen Schaltzeiten für die Übertragung hoher Frequenzen als vorteilhaft.
Der „Elementbetrieb" erfolgt ohne äußere Vorspannung. Schaltungstechnisch (Bild 4.18) wird die durch den Fotoeffekt erzeugte Fotospannung oder der durch einen Lastwiderstand fließende Fotostrom ausgewertet. Der Elementbetrieb wird für quantitativ arbeitende Meßschaltungen eingesetzt. Der Dunkelstrom und dessen Temperaturabhängigkeit können, verglichen mit den durch den Lastwiderstand bei Bestrahlung fließenden Strömen, weitgehend vernachlässigt werden. Für den Nachweis sehr kleiner Beleuchtungsstärken ist die Kenntnis dieses Zusammenhangs wichtig.

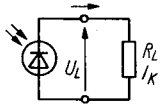
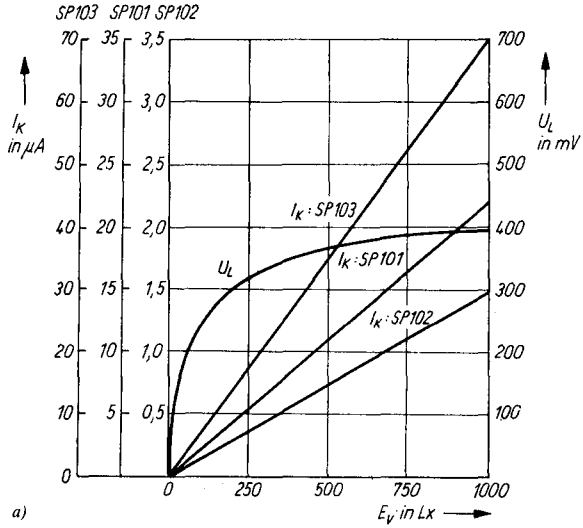
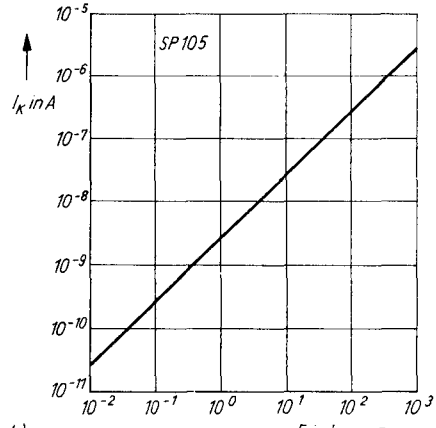


Bild 4.18
Grundschaltung: Elementbetrieb einer Fotodiode


SP103 SP101 SP102
70 35 3,5
60 30 3,0
50 25 2,5
40 20 2,0
30 15 1,5
20 10 1,0
10 5 0,5
0
I_K in µA
700
600
500
400
300
200
100
U_L in mV
I_K : SP103
I_K : SP101
I_K : SP102
U_L
0 250 500 750 1000
E_V in Lx

a)


SP105
10^{-5}
10^{-6}
10^{-7}
10^{-8}
10^{-9}
10^{-10}
10^{-11}
I_K in A
10^{-2} 10^{-1} 10^{0} 10^{1} 10^{2} 10^{3}
E in Lx

b)

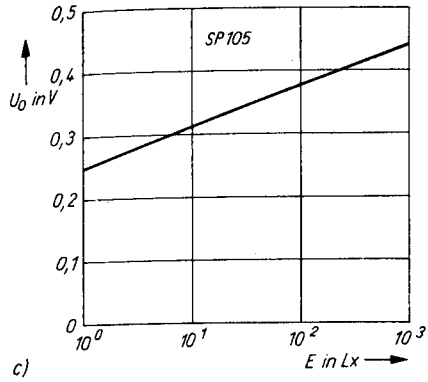


Bild 4.19 Kennlinien für den Elementbetrieb; a – *SP 101* ... *SP 103*, b und c – *SP 105*

Die den Elementbetrieb charakterisierenden Kennlinien enthält das Bild 4.19. Im Leerlauf ist mit zunehmender Beleuchtungsstärke ein logarithmisch verlaufender Spannungsanstieg zu beobachten, der maximal etwa $U_L \approx 550$ mV erreichen kann. Die Größe der Leerlaufspannung ist unabhängig von der strahlungsempfindlichen Fläche. Der Verlauf der Leerlaufkennlinie macht es anwendungstechnisch möglich, Beleuchtungsstärken in einem Bereich von einigen 10^{-3} lx bis zu 1000 lx durchgehend logarithmisch zur Anzeige zu bringen. [19]
Ein Elementbetrieb unter Kurzschlußbedingungen kann praxisbezogen als gegeben angesehen werden, wenn der an den Anschlußklemmen anliegende Lastwiderstand R_L mindestens $0{,}1 \cdot R_I$ ist. Weitere Hinweise zum Elementbetrieb im folgenden Abschnitt und [15].

4.3. Fotoelemente

Fotoelemente sind dem Prinzip nach Fotodioden mit speziellen Eigenschaften. Sie sind besonders empfindlich, ermüdungsfrei und dürfen in einem weiten Temperaturbereich betrieben werden. Er erstreckt sich gewöhnlich von −40 bis zu 100 °C.
Fotoelemente setzen Strahlung direkt in elektrische Energie um.

Für ihren Betrieb wird keine äußere Spannungsquelle benötigt. Kleinflächige Ausführungen (<7 mm^2) finden in der elektronischen Steuer-, Regel- und Meßtechnik Anwendung.
Großflächigere Ausführungen werden häufig zu Batterien zusammengeschaltet und dienen so der Energiegewinnung.

4.3.1. Aufbau

Fotoelemente werden meistens in unverkappter Form als flächige Siliziumstrukturen hergestellt, die mit flexiblen Anschlußdrähten versehen sind.
Der Fertigungsprozeß für die kristallinen Flächen gestaltet sich relativ einfach. In die der Strahlungsquelle zugewandten Oberfläche einer p-dotierten Siliziumscheibe (Ø 0,5 mm) ist eine etwa 0,3 μm dicke n-leitende Schicht diffundiert (Bild 4.20). Zur Erhöhung des Wirkungsgrades erhält die Oberfläche eine reflexmindernde Beschichtung aus Silizium- oder Titanoxid.
Die bei großflächigen Fotoelementen erkennbare kammartige Strukturierung der Stirnseite hat Kontaktfunktion und dient der Reduzierung des Serienwiderstandes. Um der materialbedingten Zerbrechlichkeit der sehr dünnen Bauelemente zu begegnen, wird von den Bauelementeherstellern das Aufkleben auf eine feste Unterlage oder das Eingießen in strahlungsdurchlässiges Gießharz empfohlen.
Die folgenden Erläuterungen beziehen sich weitgehend auf die Silizium-Fotoelemente *BPV 110...BPV 113* (HIKI, Budapest/UVR). Ausgehend von den geometrischen Abmessungen (Bild 4.21) der strahlungsempfindlichen Fläche von 1,9 mm × 3,6 mm ≙ 6,8 mm^2 handelt es sich um kleinflächige Fotoelemente. Typen an-

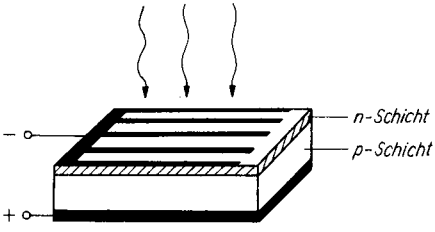


Bild 4.20 Schematischer Kristallaufbau eines Fotoelements

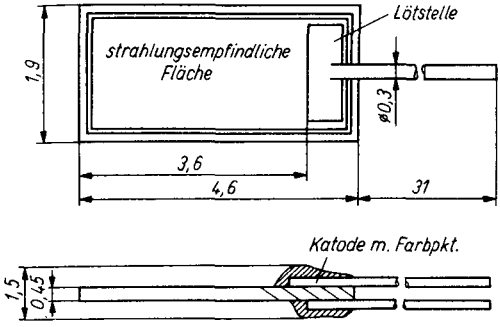


Bild 4.21 Abmessungen der Fotoelemente *BPV 110 ... BPV 113*

derer Hersteller, z. B. *BPY 70*, besitzen 400 mm^2 große Empfängerflächen.

4.3.2. Eigenschaften

Die Eigenschaften der Fotoelemente werden im wesentlichen durch die Abhängigkeit der Leerlaufspannung U_L und des Kurzschlußstroms I_K von der Beleuchtungsstärke (Bild 4.22) geprägt.

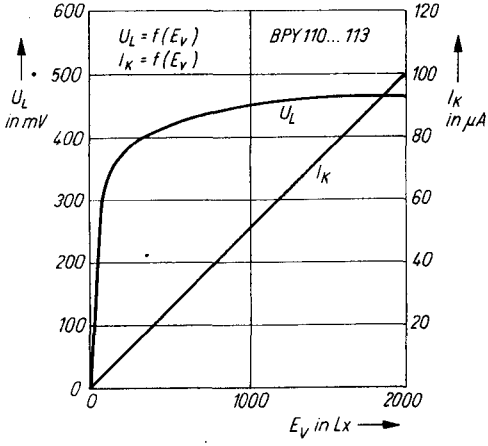


Bild 4.22 Kennlinie für den Elementbetrieb *BPV 110 ... BPV 113*

Die an den offenen, unbelasteten Anschlußklemmen eines Fotoelements meßbare Leerlaufspannung U_L nimmt bereits bei niedrigen Beleuchtungsstärken (100 lx) Werte zwischen 100 bis 200 mV an. Bei 1000 lx wird mit 450 bis 500 mV annähernd die maximal mögliche Leerlaufspannung erreicht. Der logarithmische Verlauf von U_L kann meßtechnisch zur direkten Darstellung (Analoganzeige, Belichtungsmesser) von Lichtwerten herangezogen werden. Im Kurzschlußfall ($U = 0$ V) steigt der Kurzschlußstrom linear mit der Beleuchtungsstärke an und verhält sich proportional zur bestrahlten Fläche. Meßtechnisch läßt sich diese Eigenschaft für Beleuchtungsstärkemeßgeräte (Luxmesser) mit linearer Skalierung ausnutzen.
Für die Praxis ist der für Lichtmeßzwecke erwünschte lineare Verlauf zwischen der sich ändernden Beleuchtungsstärke und dem Kurzschlußstrom I_K bis zu einem Belastungswiderstand R_L von

$$R_i \approx \frac{U_L}{2\, I_K} \tag{13}$$

gewährleistet. Um einem Fotoelement die maximale Energie entziehen zu können, muß der Belastungswiderstand R_L in der Größenordnung von

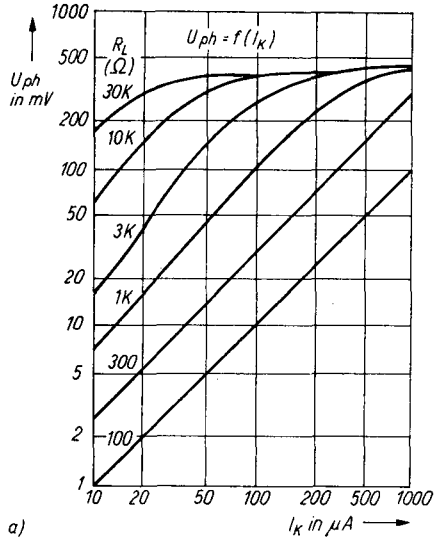
$$R_i \approx \frac{U_L}{I_K} \tag{14}$$

liegen.

Verschiedene Belastungsfälle für ein Fotoelement hinsichtlich der sich einstellenden Fotospannung U_{ph} und des Fotostroms I_{ph} enthalten die Kennlinienfelder (Bild 4.23). Der auf der Abszisse aufgetragene Kurzschlußstrom I_K ist wertmäßig für bestimmte Beleuchtungsstärken dem Bild 4.22 (U_L, $L_K = f(E_V)$ zu entnehmen.

4.3.2.1. Empfindlichkeit

Die geringsten Beleuchtungsstärken lassen sich mit Fotoelementen im Kurzschlußbetrieb nachweisen [19]. Im Leerlaufbetrieb verringert sich die Nachweisgröße um den Faktor ≈7. Bei Diodenbetrieb ergibt sich eine noch ungünstigere Nachweisgrenze. Die Empfindlichkeit ist um den Faktor 50 geringer.



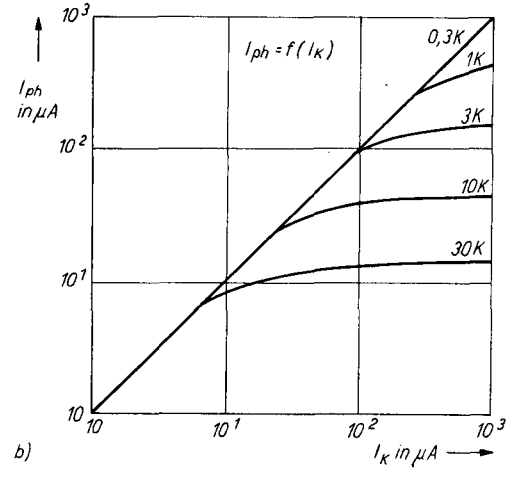


Bild 4.23 *BPV 110 ... BPV 113*; a – Fotostrom in Abhängigkeit vom Kurzschlußstrom, b – Fotospannung in Abhängigkeit vom Kurzschlußstrom

Fotoelemente können grundsätzlich auch im Sperrbetrieb eingesetzt werden. Hierbei ist unbedingt die gegenüber Fotodioden sehr geringe Sperrspannung der Fotoelemente von $U_R = 1$ V zu berücksichtigen.

4.3.2.2. Temperaturabhängigkeit

Die Leerlaufspannung U_L und der Kurzschlußstrom I_K sind mit einem negativen Temperaturkoeffizienten behaftet (Bild 4.24). Mit ansteigender Umgebungstemperatur verringert sich U_L mit $TK_{UL} = -0{,}7\,\%/K$ und I_K mit $TK_{IK} = -0{,}12\,\%/K$. Der kleinere Temperaturkoeffizient von I_K ist ein wichtiger Grund für die Anwendung des Kurzschlußstrombetriebs bevorzugt in Schaltungen der Meßtechnik.

4.4. Solarzellen

Solarzellen sind Fotoelemente, die speziell zur Umwandlung der Sonnenstrahlung in elektrische Energie eingesetzt werden und für diesen Zweck einer gesonderten technologischen Bearbeitung unterliegen. Zur Verminderung von Reflexionsverlusten erhalten die Solarzellen eine hierfür geeignete Oberflächenbeschichtung.

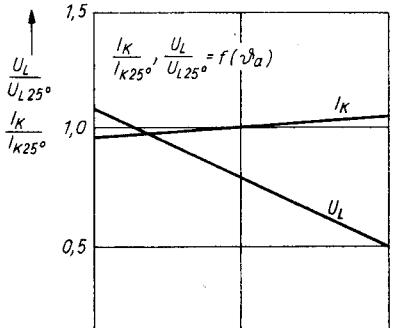


Bild 4.24
Relative Abhängigkeit des Kurzschlußstroms bzw. der Leerlaufspannung von der Temperatur

Durch mechanische und elektrische Zusammenfassung vieler Solarzellen zu Solarbatterien mit erwünschten Spannungen und Strömen können für jeden Anwendungsfall geeignete Energieversorgungssysteme aufgebaut werden. Beispiele für große Landflächen bedeckende Anlagen zur regionalen Stromversorgung, den Einsatz in Raumflugkörpern oder die Energiebereitstellung für Uhren, Rechner und Spielzeug sind hinreichend bekannt.
Bisher wurden Solarzellen aus kristallinen Siliziumstäben von 50 bis 70 mm ∅ in Scheiben herausgeschnitten. Es deutet sich eine Ablösung von dieser Technologie an. Künftig sollen großflächige Solarzellen auf der Basis von amorphem Silizium hergestellt werden. Sie haben nur eine Schichtdicke von etwa 0,0005 mm. Kristalline Solarzellen sind dagegen etwa 0,4 mm dick. Aus dem zahlenmäßigen Unterschied ergibt sich ein Materialersparnisfaktor von etwa 800 bis 1000! Dünne p-dotierte, undotierte und n-dotierte Siliziumschichten werden durch Gasentladungsvorgänge erzeugt. Die Niederschläge erfolgen auf ein Substratmaterial, wie Glas oder Stahlblech. Für die optimale Energieentnahme gilt auch für die Solarzelle die Bedingung nach Gl.(14).

4.5. Fototransistoren

Der Fototransistor entspricht in seiner Wirkungsweise einer Fotodiode mit nachgeschaltetem Verstärker. Es ist durchaus möglich, den Fototransistor als erstes integriertes elektronisches Bauelement zu bezeichnen. Der Fototransistor besitzt eine 100- bis 500fach größere Fotoempfindlichkeit als eine von der Chipfläche her vergleichbare Fotodiode.
Die hohe Fotoempfindlichkeit ermöglicht, recht einfache und daher auch preisgünstige Schaltungen aufzubauen. Der Fototransistor ist das am häufigsten eingesetzte optoelektronische Sensorbauelement, obwohl den günstigen Eigenschaften auch gewichtige Nachteile gegenüberstehen. Zu nennen sind längere Schaltzeiten, die sich auf die Grenzfrequenz nachteilig auswirken, sowie keine Linearität zwischen der Beleuchtungsstärke und dem Kollektorstrom. Das unvorteilhafte Linearitätsverhalten ist auf die Stromabhängigkeit der Verstärkung des Transistors zurückzuführen. Ein linearer Zusammenhang zwischen der Beleuchtungsstärke und dem Kollektorstrom ist nur in kleinen Kennlinienabschnitten nutzbar.

4.5.1. Aufbau

Das Bild 4.25a vermittelt einen Eindruck über den prinzipiellen Aufbau eines in Planartechnik hergestellten npn-Silizium-Fototransistors. Damit die strahlungsempfindliche Fläche der Kollektor-Basis-Diode für die Strahlung möglichst gut zugänglich ist, sind die benötigten Bondanschlüsse an die Peripherie des Chips verlegt. Der im Bild 4.25b sichtbare Basisanschluß ist nur für Fototransistoren mit herausgeführter Basis vorgesehen.
Die Arbeitsweise eines Fototransistors läßt sich mit Hilfe der getrennten Darstellung durch eine Fotodiode und einen Transistor (Bild 4.26) folgendermaßen erklären. Ausgehend von einer nichtbestrahlten Fotodiode, fließt durch sie der Sperrstrom I_{RO} in die Basis des Transistors. Der Basisstrom bedingt einen Kollektorstrom

$$I_{CO} = B\,(I_{CBO} + I_{RO}). \tag{15}$$

B: Stromverstärkung des Transistors
I_{CBO}: Kollektor-Basis-Reststrom.
In einer bestrahlten Fotodiode erhöht sich der Sperrstrom I_{RO} um den durch die Photonenabsorption ausgelösten Fotostrom I_{ph}.
Die Summe beider Ströme

$$I_R = I_{RO} + I_{ph} \tag{16}$$

erzeugt in der Basis des Transistors einen beleuchtungsabhängigen Kollektorstrom I_C, der sich aus (15) und (16) zu

$$I_C = I_{CO} + I_{ph}B \tag{17}$$

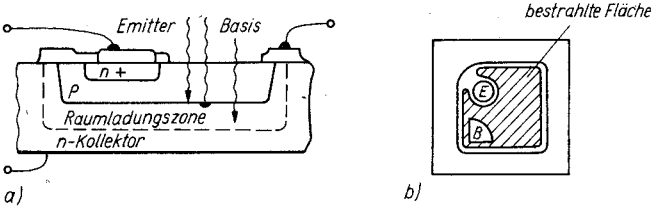


Bild 4.25 Schematischer Aufbau eines npn-Fototransistors;
a – Schnittdarstellung,
b – Elektrodenanordnung auf dem Chip

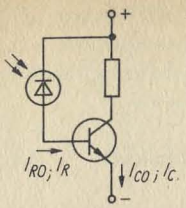


Bild 4.26
Darstellung eines Fototransistors durch einzelne Bauelemente (Fotodiode mit Transistor)

zusammensetzt. Aus dieser Gleichungsform ist die Vereinfachung

$$I_C \approx BI_{ph} \tag{18}$$

hergeleitet worden. In der Praxis wird die separate Fotodiode eingespart, da die Kollektor-Basis-Sperrschicht einer Bestrahlung gut zugänglich wird und in ihr die Ladungsträger erzeugende Photonenabsorption stattfinden kann.

4.5.2. Bauformen

Fototransistoren sind in Transistormetallgehäusen mit Fenster oder Linse, in verschieden geformten Allplastverkappungen oder in Miniaturmetallkeramikgehäusen (Bild 2.8) erhältlich. Einen Eindruck von der Vielfalt der Bauformen vermittelt das Bild 4.27.

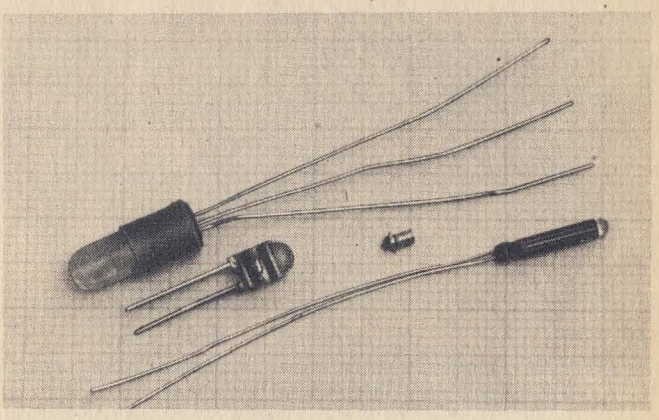
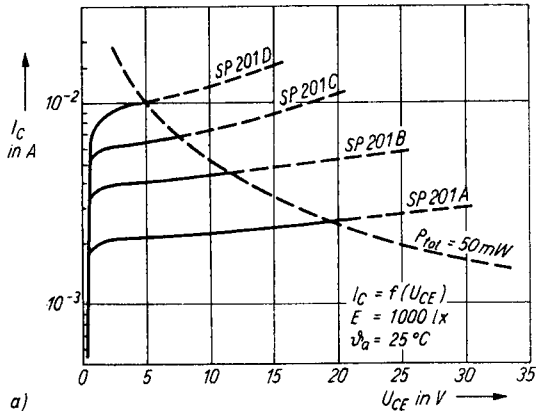


Bild 4.27 Bauformen von Fototransistoren



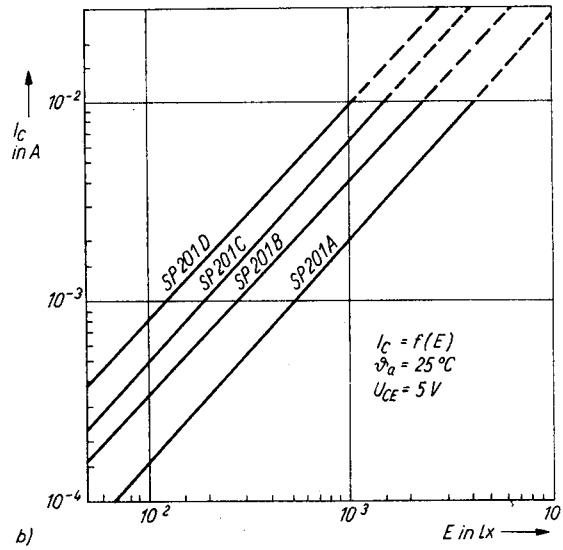


Bild 4.28 *SP 201*: a – mittlerer Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung (gewohnte Darstellung als Transistorkennlinie),
b – mittlerer Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke (praktischere Darstellung für Fototransistoren)

Ein großer Teil der Bauformen entspricht denen der Infrarotdioden. Der paarweise Einbau in Strahlschrankenkonstruktionen erleichtert sich dadurch.

4.5.3. Kollektorstrom

Die Größe des Kollektor-(Dunkel-)Stroms I_{CEO} beträgt höchstens 100 nA. Diese Angabe gilt für die Meßbedingung $U_{CE} = 15$ V bei $E = 0$ lx. Typisch sind wesentlich niedrigere Werte als $I_{CEO\,max} = 100$ nA.
Mit einer Beleuchtungsstärke von $E = 1000$ lx sind entsprechend der Gruppierung in Empfindlichkeitsklassen, Kollektor-(Hell-)Ströme zwischen 0,25 bis >7,0 mA zu erwarten (Bild 4.28a, b).

4.5.4. Schaltzeiten, Grenzfrequenz

Die Anstiegs- und die Abfallzeiten eines Fototransistors betragen bestenfalls einige μs. (*SP 201*: $t_r, t_f = 5\,\mu$s). Die relativ hohe Kollektor-Basis-Kapazität des Transistors ist hierfür die Ursache. Die Schaltzeiten und somit die Grenzfrequenz können durch einige Maßnahmen günstig beeinflußt werden:

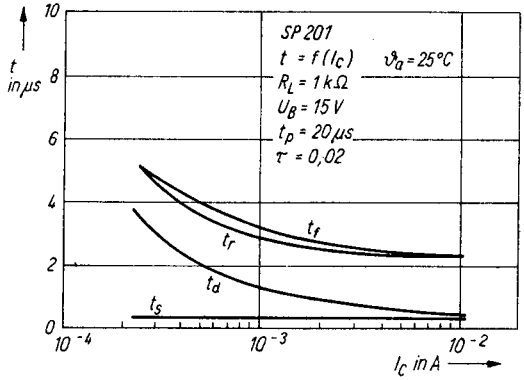


Bild 4.29 *SP 201*: Schaltzeiten in Abhängigkeit vom mittleren Kollektorstrom

- Vergrößerung des Kollektorstroms durch Einsatz eines kleineren Lastwiderstandes (Reduzierung der Verstärkung). Den Einfluß des Kollektorstroms zeigt das Bild 4.29 für den Fototransistor *SP 201*. Als ergänzende, aber verallgemeinerte Information möge die im Bild 4.30 dargestellte Abhängigkeit von t_r und t_f vom gewählten Lastwiderstand dienen. Das Bild 4.30 hat keinen unmittelbaren Bezug zum Fototransistor *SP 201*.
- Betrieb des Fototransistors mit maximal zulässiger Kollektor-Basis- bzw. Kollektor-Emitter-Spannung. Diese Maßnahme reduziert die Kollektor-Basis-Kapazität.

Sofern Fototransistoren über einen herausgeführten Basisanschluß verfügen, eröffnen sich zusätzliche schaltungstechnische Möglichkeiten, um auf die Schaltzeiten verkürzend einzuwirken. Einige diesbezügliche Hinweise enthält der Abschnitt 4.6.3.1. (Optokoppler *MB 104*).

Da in der Praxis nur wenig Veranlassung besteht, den Basisanschluß schaltungstechnisch zu nutzen, verzichten die meisten Hersteller aus Kostengründen auf einen externen Basisanschluß. Dieser Verzicht ermöglicht wiederum recht kleine Gehäusebauformen.

4.5.5. Spektrale Empfindlichkeit

Der Bereich der spektralen Empfindlichkeit ist durch das ausschließlich für Fototransistoren verwendete Silizium gegeben und umfaßt den Wellenlängenabschnitt von etwa 450 bis 1050 nm (Bild 2.9). Das Empfindlichkeitsmaximum kann zwischen $\lambda = 780$ bis 850 nm liegen.

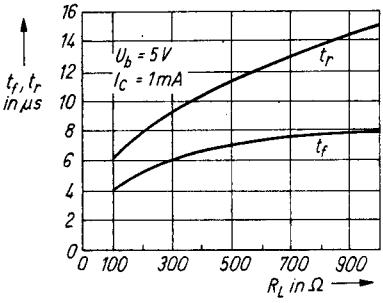


Bild 4.30
SP 201: Einfluß des Lastwiderstandes auf die Schaltzeiten

4.5.6. Alterung

Die Verstärkung eines Fototransistors oder eines Transistors allgemein unterliegt einem Alterungsprozeß. Über nicht näher definierbare Zeiträume verringert sich die Verstärkung eines Transistors. Im ungünstigsten Fall muß mit Größenordnungen gerechnet werden.

4.5.7. Temperaturabhängigkeit

Der Kollektor-Emitter-Strom I_{CEO} ($I_{CEO\,max}$ = 2 ... 20nA) kann im allgemeinen bei Raumtemperatur vernachlässigt werden (Bild 4.31). Bei ansteigender Umgebungstemperatur nimmt der Kollektor-Emitter-Strom I_{CEO} exponentiell zu, so daß die Funktionssicherheit einer Schaltung unter diesem Aspekt überprüft werden muß.

Bei erhöhter Umgebungstemperatur ist bei einem Fototransistor ein Empfindlichkeitszuwachs festzustellen. Diese Erscheinung ist dem positiven Temperaturkoeffizienten der Stromverstärkung zuzuschreiben. Die Empfindlichkeit nimmt mit dem Temperaturanstieg etwa linear zu.

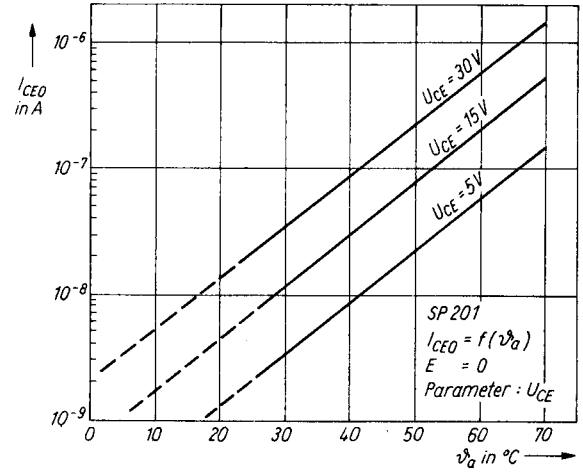


Bild 4.31 Einfluß der Temperatur auf den Kollektorstrom bei E = 0 lx

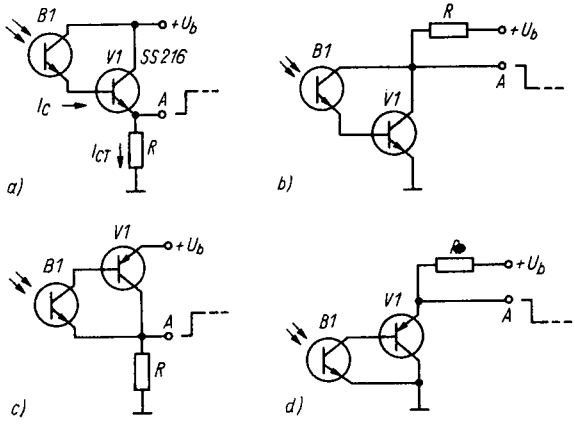


Bild 4.32 a ... d – Fototransistor-Darlingtonstufen mit npn- und pnp-Transistoren

4.5.8. Grundschaltungen

Der relativ kleine Kollektor-(Hell-)Strom I_C eines Fototransistors genügt häufig nicht den schaltungstechnischen Erfordernissen. Die Verstärkung des Kollektorstroms I_C ist mit einer Darlingtonstufe (Bild 4.32) möglich. Der Fototransistor B1 ist in die Darlingtonstufe einbezogen. Die erreichbare Verstärkung ist

$$I_{CT} = B \cdot I_C \tag{19}$$

berechenbar.

I_{CT}: Kollektorstrom von V1

I_C: Kollektorstrom von B1 (I_C von B1 $\triangleq I_B$ von V1)

B: Verstärkungsfaktor von V1.

Die Darlingtonstufen lassen sich mit Transistoren der Zonenfolgen npn oder pnp aufbauen. Die in den Bildern 4.32a bis d eingezeichneten Ausgangspotentialänderungen entstehen bei einem bestrahlten Fototransistor.

Das Schaltungsprinzip eines Fototransistors mit einem Operationsverstärker ist im Bild 4.33 wiedergegeben. Die vorliegende Dimensionierung ergibt eine Verstärkung von

$$v = \frac{R_3}{R_2} = 100. \tag{20}$$

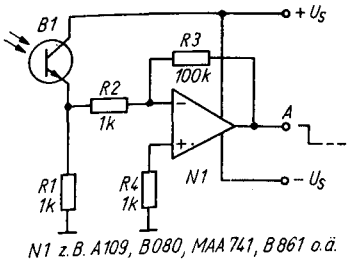


Bild 4.33
Fototransistor mit Operationsverstärker

Als Operationsverstärker sind beliebige Typen einsetzbar, z. B. *A 109*, *MAA 741*, *B 861*, *B 080* u. a.

Ansteuerung von Schaltkreisen

Die unmittelbare Ansteuerung des Einganges eines TTL- oder CMOS-Digital-Schaltkreises durch einen Fototransistor verlangt die Berücksichtigung der Bedingungen für den Eingangspegel der Schaltkreisfamilien.

Im Bild 4.34a wird der Eingangspegel für einen Schaltkreis an einem Lastwiderstand R_L im Emitterkreis abgenommen. Die Schaltungsdimensionierung muß folgenden Bedingungen genügen, wobei die Symbole bedeuten:

R_L Lastwiderstand
I_{CH} Kollektor-(Hell-)Strom von B1 bei $E = x$ lx
I_{CD} Kollektor-(Dunkel-)Strom von B1 bei $E = 0$ lx
I_{IH} IS-Eingangsstrom bei H-Pegel
I_{IL} IS-Eingangsstrom bei L-Pegel
U_{IH} IS-Eingangsspannung für H-Pegel
U_{IL} IS-Eingangsspannung für L-Pegel

$$R_L < \frac{U_{IL}}{I_{IL} + I_{CD}} \tag{21}$$

$$I_{CH} > \frac{U_{IH}}{R_L} + I_{IH}. \tag{22}$$

Befindet sich der Lastwiderstand (Bild 4.34b) im Kollektorkreis des Fotortransistors, sind nachstehende Bedingungen zu erfüllen: Fototransistor; $E = 0$ lx

$$U_S - R_L \cdot (I_{CD} + I_{IH}) > U_{IH}. \tag{23}$$

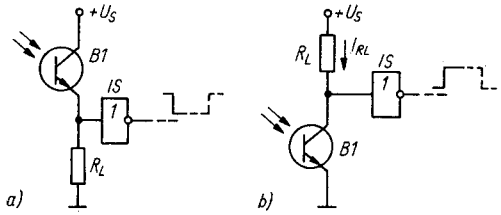


Bild 4.34 Prinzipielle IS-Ansteuerung durch Fototransistor;
a – mit Emitterwiderstand,
b – durch Kollektorwiderstand

Die Kollektor-Emitter-Spannung des nichtbestrahlten Fototransistors muß größer sein als der Kleinstwert der H-Eingangsspannung am IS-Eingang.
Fototransistor; E = x lx

$$U_{CE\,sat} < U_{IL}. \tag{24}$$

Die Sättigungsspannung des bestrahlten Fototransistors muß kleiner sein als der Größtwert der L-Eingangsspannung eines IS-Einganges. Die Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE\,sat}$ (Sättigungsspannung) wird in den technischen Daten für einen bestimmten Kollektorstrom I_C ($\triangleq I_{CH}$ in Gl. 22) und für eine bestimmte Beleuchtungsstärke E (*SP 201*: $U_{CE\,sat}$ = 0,2 V bei E = 1000 lx und I_C = 100 μA) veröffentlicht, wobei der dazugehörende Kennlinienpunkt (Bild 4.35) unter Berücksichtigung der Exemplarstreuungen mit Sicherheit im Übersteuerungsbereich liegt.
Das Eingangssignal für einen integrierten Schaltkreis muß nicht nur bestimmten Pegelhöhen für die L- und H-Schaltbedingung ge-

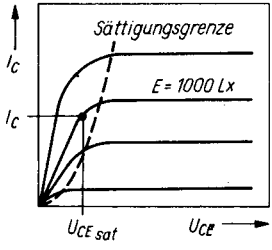


Bild 4.35
U_{CE} – Sättigungsspannung im Kennlinienfeld nach Bild 4.28a

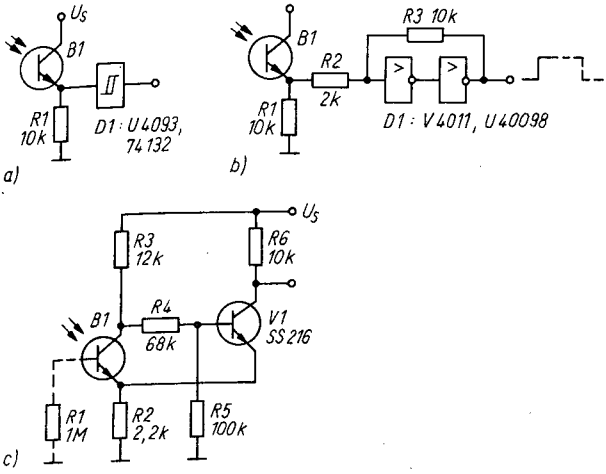


Bild 4.36 Fototransistor mit Triggerschaltungen für Impulsformung;
a – mit integriertem Trigger-IS,
b – Schaltung mit 2 Invertern (Triggerung),
c – Schmitt-Trigger aus Fototransistor B1 und Transistor V1

nügen, auch die Anstiegs- und Abfallzeiten des Eingangssignals unterliegen bestimmten Mindestanforderungen. Das gilt besonders für Flip-Flop-, Zähler- und Schieberegistereingänge.
Ein störfreier Betrieb einer Eingangsschaltung mit Fototransistor ist sichergestellt, wenn die Schaltflanken des Eingangssignals durch Zwischenschalten hierfür geeigneter Schaltungsteile regeneriert werden. Die Schaltungen (Bild 4.36a ... c) haben Triggereigenschaften, so daß undefinierte Zwischenzustände vermieden werden.

4.6. Optokoppler

Optokoppler werden in der Schaltungstechnik dort eingesetzt, wo bestimmte Schaltungskomplexe oder Gerätesysteme galvanisch voneinander getrennt zu betreiben sind. Die Notwendigkeit hierzu kann mannigfaltiger Art sein:

- Für Steuerungs- und Regelungszwecke sind auf dem Leitungsweg über größere Entfernungen digitale Informationen störfrei zu übertragen. Zwangsläufig entstehen für einen Geräteverbund über lange Leitungen Störungen des Systems, die auf unterschiedlichen, zwischen den Gerätestandorten herrschenden Erdpotentialen basieren. Es ist leicht vorstellbar, daß Potentialunterschiede im Voltbereich z. B. die TTL-Eingänge eines Gerätes (Rechner o. ä.) blockieren.
- In der Medizin- und Meßgerätetechnik liegen ähnliche Probleme bei der Meßwertaufnahme kleiner Spannungen vor.
- Trennung von Ansteuerelektronik und Lastkreis gegenüber Potentialdifferenzen.
- Potentialgetrennte Ansteuerung von Leistungshalbleitern im Hinblick auf Sicherheitsanforderungen des Berührungsschutzes.

Die Signalübertragung zwischen den aufgetrennten Schaltungs- oder Systemteilen übernehmen an der Schnittstelle Optokoppler. Hierzu enthält der Optokoppler auf der Signaleingangsseite einen Strahlungsempfänger. Da die Signalübertragung durch Strahlung erfolgt, entstehen zur Senderseite keine Rückwirkungen.

4.6.1. Bauformen

Das Bild 4.37 zeigt Optokoppler in unterschiedlichen Gehäusebauformen. Es ist zu erkennen, daß die Gehäuseformen sich vorwiegend an bewährte Standardgehäuse anlehnen. Am verbreitetsten sind Optokoppler in 6- und 8poligen DIL-Gehäusen. Sonderformen deuten auf Optokoppler hin, die für besonders hohe Isolationsspannungen entwickelt wurden.

4.6.2. Aufbau

Der innere Aufbau, die Anordnung des Sende-und Empfängerchips und die innere Leitungszuführung, kann nach unterschiedlichen Gesichtspunkten erfolgen und nimmt mit der gewählten Gehäuseform Einfluß auf die Isolationseigenschaften des Bauelements. Für die Typen *MB 104, MB 110* und *MB 111* ist der Aufbau mit gegenüber angeordneten Chips (Bild 4.38a) gewählt worden,

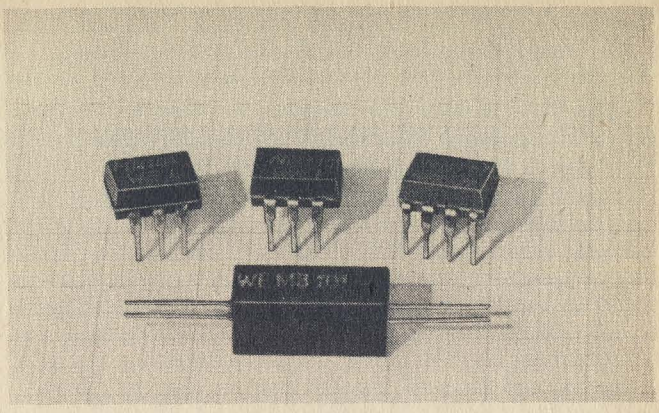
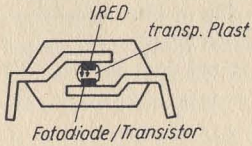


Bild 4.37 Ausführungsformen von Optokopplern

da nur diese Anordnung die günstigste optische Kopplung ergibt. Dem Empfängerchip wird auf diese Weise der größte Teil der von der IR-Diode emittierten Strahlung zugeführt. Nachteil dieser konstruktiven Lösung ist die ihr anhaftende größere Koppelkapazität zwischen der Eingangs- und der Ausgangsseite. Die Koppelkapazität beeinflußt die Gesamtanstiegszeit des Optokopplers, die sich aus den Anstiegszeiten der IR-Diode und des Fotoempfängers



a)

b)

Bild 4.38
Aufbauprinzipien von Optokopplern;
a – mit gegenüberliegenden Chips im DIL-Gehäuse,
b – Chipanordnung nebeneinander mit internem Reflektor

zusammensetzt. Entsprechendes gilt auch für die Abfallzeiten. Die Schaltzeiten begrenzen die maximale übertragbare Frequenz.
Der Abstand zwischen den Chips beträgt etwa 150 bis 300 μm. Der Zwischenraum ist mit einem transparenten Kunststoff ausgefüllt, der strahlungsleitende Fünktion hat. Die gesamte Umhüllung des Bauelements besteht dagegen aus einem lichtundurchlässigen Kunststoff. Eine andere konstruktive Lösung des inneren Aufbaus zeigt das Bild 4.38b. Die optische Verbindung zwischen den nebeneinander angeordneten Chips wird durch Reflexion an einem Halbellipsoid hergestellt. Der Chipabstand ist im Vergleich mit der Konstruktion im Bild 4.38a relativ groß. Das hat eine kleinere Koppelkapazität und eine günstigere Feldstärkeverteilung zwischen den Chips im Koppler zur Folge. Die Feldstärke hat einen großen Einfluß auf den Alterungsprozeß des Bauelements.
Die ersten Optokoppleraufbauten basierten auf zwei bereits verfügbaren Einzelbauelementen, einer Infrarotdiode und einem Fototransistor. Beide Bauelemente sind (Bild 4.39) frontal zueinander in eine Durchgangsbohrung eingesteckt und verklebt. Der Trägerkörper ist lichtundurchlässig und aus Keramik oder Plast hergestellt. Nach diesem Prinzip ist der Optokoppler *MB 101* aufgebaut. Er enthält die Infrarotdiode *VQ 110* und den Fototransistor *SP 201*. Die einfach anmutende konstruktive Lösung hat neben den Optokopplern in DIL-Gehäusen ihre Daseinsberechtigung, da durch sie mit einfachen Mitteln Koppler für hohe Isolationsspannungen herstellbar sind. Das internationale Bauelementeangebot verfügt auch über Optokoppler im modifizierten TO 18-Transistorgehäuse. Sie sind besonders klein. Die zulässige Isolationsspannung darf, gehäusebedingt, nicht größer als 500 V sein. Die interne Chipanordnung entspricht weitgehend dem im Bild 4.38b dargestellten Prinzip.

4.6.3. Arten von Optokopplern

Optokoppler werden mit folgenden Strahlungsempfängern aufgebaut: Fototransistoren, Fotodarlingtontransistoren, Fotodioden,

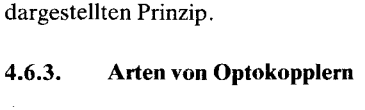


Bild 4.39
Optokoppler *MB 101* (aus Einzelbauelementen aufgebaut)

Fotothyristoren, Fototriacs und Fotofeldeffekttransistoren. Als eine spezielle Ausführung ist die Kombination einer rotleuchtenden LED (655 nm) mit einem Fotowiderstand (625 nm) anzusehen. Von den erwähnten Bauelementevarianten werden die am häufigsten angewandten Optokoppler mit ihren grundlegenden Eigenschaften erläutert.

4.6.3.1. Optokoppler mit Fototransistor

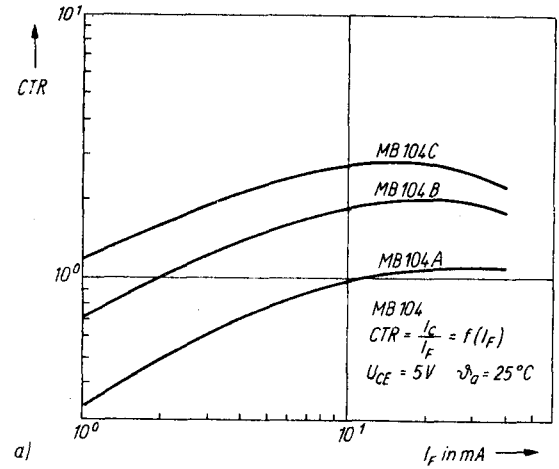
Zu dieser Art gehören der *MB 101* und der *MB 104*. Im Fototransistor wird der durch Bestrahlung erzeugte Fotostrom um den Stromverstärkungsfaktor (B = 100 ... 500) des Fototransistors verstärkt. Für eine sich anschließende Signalverstärkung kann eine Verstärkerstufe eingespart werden. Der Optokoppler mit Fototransistorausgang gilt als Standardkoppler. Er wird überwiegend verwendet.

Stromübertragungsverhältnis

Zwischen dem erzeugten Kollektorstrom I_C und dem Durchlaßgleichstrom I_F einer IR-Diode besteht eine Abhängigkeit, die als Quotient $I_C/I_F = k$ das Stromübertragungsverhältnis (Current Trans Ratio, *CTR*) oder den Koppelfaktor ausdrückt. Das Stromübertragungsverhältnis ist eine wichtige Kenngröße, die meistens in Prozent angegeben wird (Bild 4.40a). Eine indirekte Angabe ist möglich durch den erzielbaren Kollektor-Emitter-Strom bei einem bestimmten Durchlaßstrom durch die IR-Diode (Bild 4.40b). Das Stromübertragungsverhältnis ist vom Bauelementetyp, dessen Parameterstreuungen und vom konstruktiven Aufbau abhängig. Ein Vergleich verdeutlicht die möglichen Unterschiede:

MB 101: 1 ... 4%; *MB 104*: 40 ... 280%.

Der äußerst niedrige Wert des *MB 101* erklärt sich aus dem relativ großen geometrischen Abstand zwischen IR-Diode und Fototransistor. In vielen Schaltungsanwendungen muß dieser Nachteil durch eine zusätzliche Transistorstufe (Darlingtonstufe, siehe Abschnitt 4.5.8.) ausgeglichen werden. Der *MB 104* verfügt erwartungsgemäß durch seine innere Konstruktion über wesentlich günstigere Werte für das Stromübertragungsverhältnis. Chargenbedingt fallen bei der Produktion Optokoppler mit weit streuenden



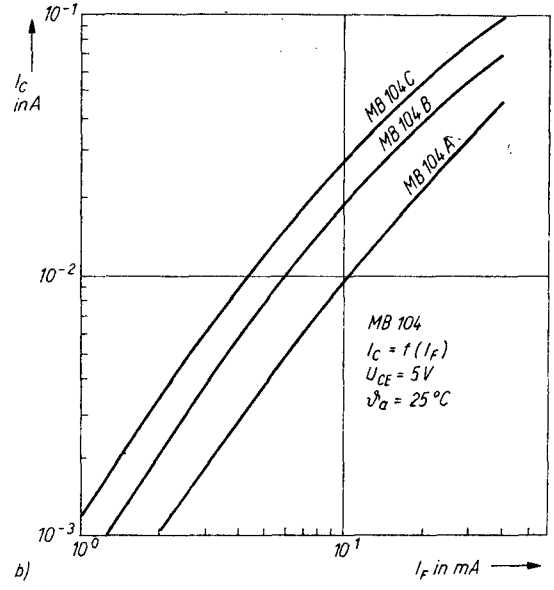


Bild 4.40 *MB 104*:
a – Stromübertragungsfaktor CTR in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom der IRED,
b – mittlerer Kollektorstrom in Abhängigkeit vom I_F der IRED

Stromübertragungsverhältnissen an. Für den *MB 104* sind folgende Gruppierungen getroffen worden:

Gruppe A – $I_{CE\,min}$ 4 mA
Gruppe B – I_{CE} 10 mA bis 28 mA
Gruppe C – $I_{CE\,min}$ 16 mA.

Schaltzeiten, Grenzfrequenz

Bedingt durch die relativ langen Schaltzeiten t_r und t_f von etwa 2 bis 10 μs reagiert der Fototransistor langsamer als ein entsprechender Fotodiodenkoppler. Unter praktischen Betriebsbedingungen sind Grenzfrequenzen im Bereich zwischen 50 bis 250 kHz möglich. Der Kollektorstrom des Fototransistors sollte $I_C > 1$ mA und der Arbeitswiderstand möglichst $R_2 \leqq 1$ kΩ betragen. Eine unter diesen Gesichtspunkten dimensionierte Koppleranordnung zur Übertragung digitaler Signale zeigt das Bild 4.41. Der Durchlaßstrom der IR-Diode ist durch R_1 auf $I_F = 10$ mA festgelegt. Mit diesem Wert ist die maximal zulässige Ausgangslast für das *D 100*-Gatter mit $I_{OL} = 16$ mA berücksichtigt. Der Ausgangsimpuls des Optokopplers wird durch einen nachgesetzten Triggerbaustein *7413* TTL-gerecht geformt. Die Schaltungsanordung ist in der Lage, Frequenzen bis etwa 50 kHz zu übertragen. Frequenzen bis zu 250 kHz sind mit der Schaltung (Bild 4.42) übertragbar. Die niedrigen Schaltzeiten werden durch den niederohmigen Widerstand R_2 im Emitterkreis des Fototransistors hervorgerufen. Über den Widerstand können die Ladungsträger sowohl aus dem Fototransistor als auch aus dem Transistor V1 sehr schnell abfließen. Das Ausgangssignal dieser Schaltung ist ebenfalls TTL-kompatibel [5, 24].

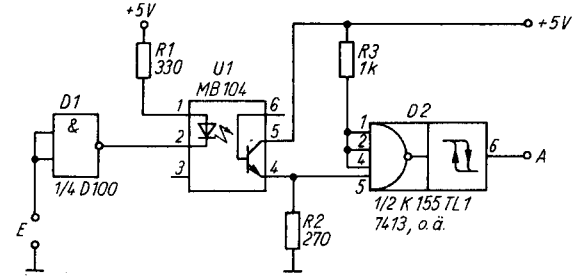


Bild 4.41 *MB 104*: TTL-Impulsübertragung bis 50 kHz

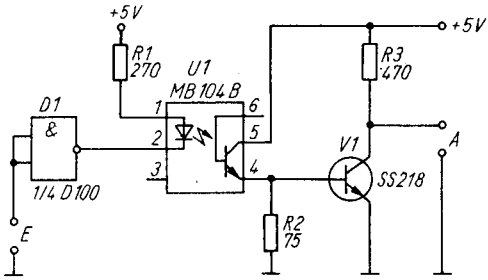


Bild 4.42 *MB 104*: TTL-Impulsübertragung bis 250 kHz

Der *MB 104* verfügt über einen herausgeführten Basisanschluß, der schaltungstechnisch zur Verkürzung der Schaltzeit benutzt werden kann. Ein zwischen Basis und Emitter eingeführter Widerstand (Bild 4.43) beschleunigt den Abbau der in der Emitter-Basis-Kapazität gespeicherten Ladungsträger.

Es kann auch eine andere Methode angewendet werden, um kürzere Schaltzeiten zu erreichen. Der Fototransistor wird auf einen bestimmten Arbeitspunkt eingestellt. Hierzu erhält die Basis aus einem Spannungsteiler eine geeignete Vorspannung. Beide Maßnahmen verschlechtern aber die Fotoempfindlichkeit des Fototransistors.

Ein Optokoppler mit Fototransistor kann aber auch dadurch „schneller" gemacht werden, indem lediglich dessen Basis-Kollektor-Diode als Fotodiode benutzt wird. Die Schaltzeiten sind dann mit denen eines Optokopplers mit Fotodiode vergleichbar. Das Stromübertragungsverhältnis verschlechtert sich zwangsläufig auf Werte unter oder um 1%.

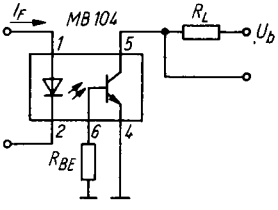


Bild 4.43
Schaltzeitverkürzung durch Basisableitwiderstand R_{BE}

Externer Basisanschluß

Auf die schaltungstechnische Möglichkeit der Verkürzung der Schaltzeiten durch Beschalten des Basisanschlusses wurde bereits hingewiesen. In diesem Zusammenhang wurde erwähnt, daß die schaltungstechnischen Maßnahmen Empfindlichkeitsverluste nach sich ziehen. Die dort unerwünschte Nebenerscheinung kann aber für anders gelagerte schaltungstechnische Lösungen von Vorteil sein. Die Empfindlichkeit wird über den Basisanschluß bis zur völligen Sperrung des Fototransistors gesteuert. Die Basis ist in diesem Fall mit dem Enabel-Eingang (Freigabe) bestimmter Schaltkreise gleichzusetzen. Mit einer separaten Steuerspannung kann der Optokoppler über den Basiseingang zusätzlich beeinflußt werden.

Für die Übertragung analoger Signale können durch den Basisanschluß die Übertragungseigenschaften mit dort wirksam werdenden Gegenkopplungsgliedern verbessert werden.

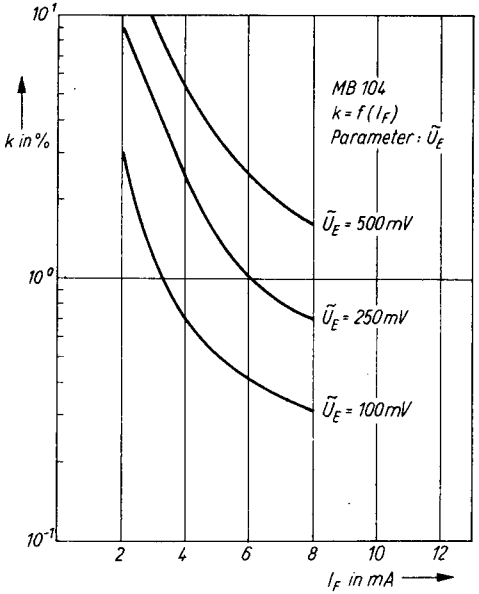


Bild 4.44 *MB 104*: Klirrfaktor in Abhängigkeit vom IRED-Strom für die Übertragung kleiner Wechselspannungen

Übertragungskennlinie

Die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C vom Eingangsstrom I_F der IR-Diode (Bild 4.40b) verläuft beim *MB 104* durch die Eigenschaften des Fototransistors nicht linear. Die Übertragungskurve weist eine leichte Krümmung auf, durch die zu übertragende Signale verzerrt werden. Für die Übertragung digitaler Signale spielt dieser Sachverhalt eine untergeordnete Rolle, da eine anschließende Signalregenerierung möglich ist. Andere Verhältnisse ergeben sich, wenn analoge Signale den Koppler durchlaufen. Die nichtlineare Übertragungskennlinie erlaubt nur in einem begrenzten Frequenzbereich eine Signalübertragung kleiner Wechselspannungen mit geringem Klirrfaktor. Der Kurvenverlauf des Bildes 4.44 sagt aus, daß hinsichtlich eines niedrigen Klirrfaktors die IRED mit einem Durchlaßstrom von $I_F \approx 8$ mA betrieben werden sollte.

Mit der Verstärkerschaltung (Bild 4.45) sind Frequenzen bis zu 30 kHz mit einem akzeptablen Klirrfaktor, bei einer Verstärkung von $v = 1$, übertragbar.

Die IR-Diode erhält durch den Transistor einen konstanten Strom eingeprägt, der durch die über den Kondensator C_1 eingekoppelte Wechselspannung moduliert wird. R_4 dient zur Einstellung der Verstärkung, die

$$v = \frac{U_E}{U_A} = 1$$

betragen soll.

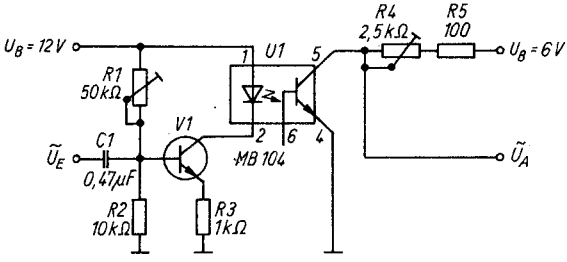


Bild 4.45 Schaltungsbeispiel für die Übertragung kleiner Wechselspannungen bis 30 kHz

4.6.3.2. Optokoppler mit Fotodiode

Im vorherigen Abschnitt wurde bereits darauf hingewiesen, daß Optokoppler mit Fotodiodenausgang für die Übertragung sehr hoher Frequenzen geeignet sind. Da in diesem Zusammenhang die Schaltzeiten des Bauelements eine vordergründige Rolle spielen, wird der sie behandelnde Abschnitt vorgezogen. Die Erläuterungen beziehen sich auf den Optokoppler *MB 110*.

Schaltzeiten, Grenzfrequenz

Die Schaltzeiten der Fotodiode im *MB 110* werden für $t_f = t_r = 50$ bis 250 ns angegeben, wobei die Werte auf einen IR-Diodenstrom von $I_F = 50$ mA und eine Sperrspannung $U_R = 20$ V zurückzuführen sind. Unter günstigen schaltungstechnischen Bedingungen kann im praktischen Betrieb eine Frequenz von etwa 10 MHz übertragen werden. Weitere Hinweise hierzu können dem Abschnitt 4.2.5. (Fotodioden) entnommen werden.

Das Bild 4.46 enthält ein Schaltungsbeispiel für die Übertragung digitaler Signale hoher Frequenz. Die Anstiegszeit der Kopplerschaltung beträgt $t_r \approx 75$ ns, die Abfallzeit $t_f \approx 150$ ns. Ausgehend von diesen Werten, beträgt die maximale Übertragungsfrequenz etwa 3,5 MHz. Die IR-Diode des Kopplers wird durch ein Leistungsgatter mit $I_{OL} = I_F = 35$ mA angesteuert. Der invertierende Eingang des Komparators *B 110* ist gering positiv vorge-

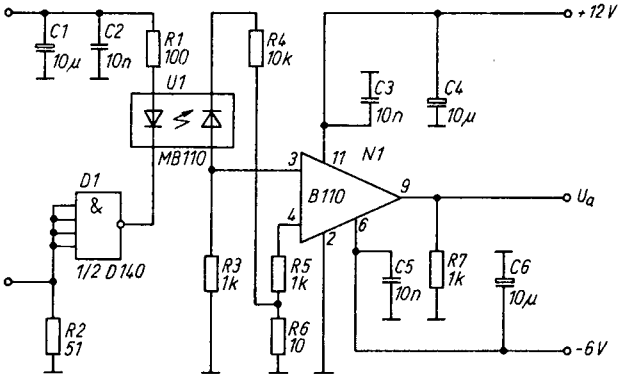
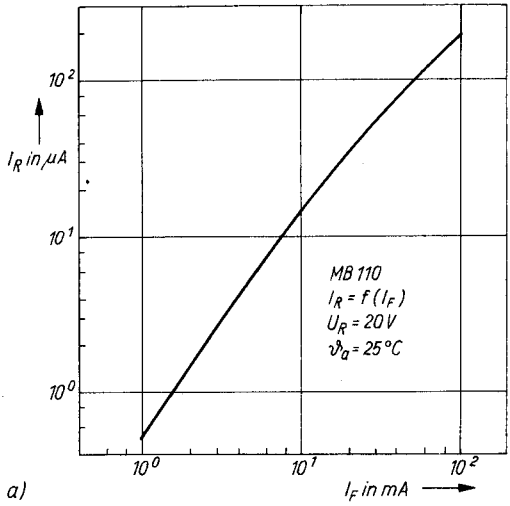


Bild 4.46 *MB 110*: TTL-Signalübertragung für Frequenzen bis 3,5 MHz



a)

spannt. Die kleine Vorspannung stellt sicher, daß der Ausgang des Komparators verläßlich $U_{IL} \leqq 0{,}8$ V annimmt, wenn am Kopplereingang kein Ansteuersignal anliegt.

Stromübertragungsverhältnis

Bei einem Optokoppler mit Fotodiodenausgang wird für die Angabe des Stromübertragungsverhältnisses der Quotient aus dem Sperrstrom I_R der Fotodiode mit einem bestimmten IR-Diodenstrom I_F gebildet. Der niedrige Wirkungsgrad der IR-Diode und die nicht vorhandenen Verstärkereigenschaften der Fotodiode haben zur Folge, daß das Verhältnis $I_R/I_F = 1\%$ ist.

Übertragungskennlinie

Aus dem Verlauf der Übertragungskennlinie im Bild 4.47a ist das Sperrstromverhalten der bestrahlten Fotodiode in Abhängigkeit vom IRED-Strom ablesbar. Bei flüchtiger Betrachtung der nahezu linear erscheinenden Kennlinie ist das Ausmaß der zunächst als unwesentlich erscheinenden Nichtlinearität (Ursache: IRED I_F/U_F-Kennlinie) nicht deutlich. Die im linearen Maßstab gezeichnete Kennlinie im Bild 4.47b besitzt dagegen einen nahezu quadrati-

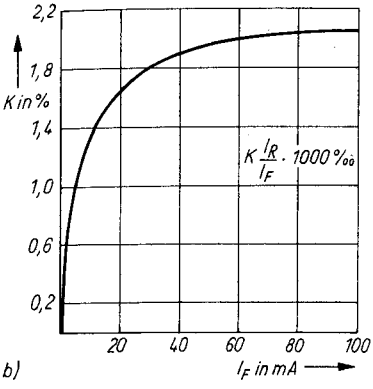


Bild 4.47
MB 110:
a – Übertragungskennlinie im logarithmischen Maßstab,
b – die Kennlinie des Stromübertragungsfaktors läßt die Unlinearität deutlich erkennen

schen Verlauf. Der Kurvenverlauf hat unerwünschte Auswirkungen bei der Übertragung analoger Meßgrößen. Der schaltungstechnische Aufwand zur Kompensation der Nichtlinearität der Kennlinie ist erheblich und dürfte für die meisten Leser von der Sache her von geringem Intresse sein. Detaillierte Hinweise zu dieser Thematik sind in [5, 25] enthalten.

4.6.3.3. Optokoppler mit Fotodiode und IS-Ausgang

Der Optokoppler *MB 111* enthält als Strahlungsempfänger eine Fotodiode mit nachfolgender integrierter Verstärkerschaltung. Der Verstärker ist ein Logikschaltkreis. Der Ausgangstransistor hat einen offenen Kollektoranschluß. Das abgegebene Ausgangs-

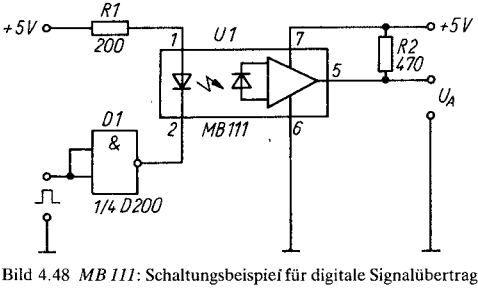


Bild 4.48 *MB 111*: Schaltungsbeispiel für digitale Signalübertragung

signal ist TTL-kompatibel und entspricht der Funktion $Y = \bar{A}$. Daher kann der *MB 111* auch als Inverter aufgefaßt werden. Er muß wegen des integrierten Verstärkers mit der TTL-Spannung von U_S = 4,75 bis 5,25 V betrieben werden. Es ist zulässig, über den Kollektorwiderstand den Ausgangskreis mit einer zweiten Spannung bis zu $U_{OH} = 15$ V zu belasten. Der Ausgangsstrom darf wie bei TTL-Standardausgängen maximal $I_{OL} = 16$ mA betragen. Das entspricht einem Ausgangslastfaktor von $N_O = 10$.
Die Konzeption des *MB 111* erlaubt es, Fremdsysteme an TTL-Schaltkreiskomplexe anzupassen oder als Schnittstelle zwischen TTL-Schaltungsgruppen mit unterschiedlichem Potential zu dienen. Ein Schaltungsbeispiel ist im Bild 4.48 wiedergegeben.

4.6.4. Isolationsspannung/Prüfspannung, Isolationswiderstand

Hauptaufgabe des Optokopplers ist es, Schaltungsgruppen oder Gerätesysteme mit unterschiedlichen Potentialen elektrisch voneinander zu trennen und dennoch eine Signalübertragung zu gewährleisten. Die technischen Daten aller Hersteller von Optokopplern enthalten keine konkreten Hinweise, wie groß die Potentialdifferenz zwischen der Ein- und Ausgangsseite eines Optokopplers sein darf. Das erklärt sich aus der Schwierigkeit einer die Problematik erfassenden Definition. Die Isolationsspannung ist von den wechselnden klimatischen Einflüssen, von den Abständen der Anschlüsse oder auch von den Eigenschaften des Gehäusematerials abhängig. Aus diesen Gründen wird lediglich eine zeitlich begrenzte Isolationsspannung/Prüfspannung unter bestimmten Randbedingungen bekanntgegeben. Diese Spannung darf am Bauelement nicht dauernd, sondern nur für maximal eine Minute wirksam sein. Gleiches gilt auch für die Isolationsspitzenspannung und die Isolationswechselspannung. Als Anhaltspunkt kann davon ausgegangen werden, daß Spannungsdifferenzen in der Größenordnung der Netzwechselspannungen (220 V, 380 V) für den Dauerbetrieb zulässig sind. Potentialdifferenzen dieser Größe sind Gegenstand fast sämtlicher Anwendungsfälle. Die Isolationswiderstände erreichen bei einer Gleichspannung $U_{IO} = 500$ V Werte von $R_{IO} = 10^{11}$ bis $10^{12}\Omega$. In unklaren Anwendungssituationen sollte der Hersteller befragt werden.

4.6.5. Offene Optokoppler

Optokopplerkonstruktionen, bei denen von außen in den Strahlungsfluß zwischen dem Strahlungssender und Empfängerbauelement eingegriffen wird, können als offene Koppleranordnung, als optoelektronische Strahlschranke oder auch als digitale optoelektronische Sensoren angesehen werden.
Im einzelnen handelt es sich um Gabel- und Reflexkoppler. Die für sie angewandte Einteilungsbezeichnung "optoelektronische binäre Sensoren" macht bereits deutlich, daß das von dieser Kopplergruppe abgegebene Signal eine Ja/Nein-Information darstellt.

4.6.5.1. Gabelkoppler

Der Gabelkoppler *MB 123* (Bild 4.49) ist eine Miniaturstrahlschranke mit einer Schrankenbreite von 3,2 mm. Der gabelförmige Plastteil enthält in den Schenkeln eine Bohrung, die die Einzelbauelemente *VQ 110* und *SP 201* aufnimmt.
Die Strahlschranke wird abrupt unterbrochen, wenn in die Schrankenöffnung mit schneller Bewegung ein Gegenstand eingeführt wird. Anwendungen für Gabelkoppler sind kontaktlose Endschal-

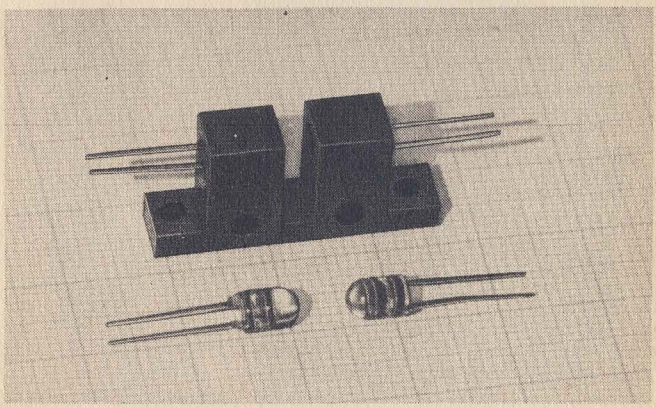


Bild 4.49 Gabelkoppler *MB 123*

ter, Sicherheitsschalter an Pressen, Drehzahlauswertung an rotierenden Maschinenteilen u. a. m.
Ein Gabelkoppler sollte möglichst abgeschirmt von Fremdstrahlung (Umgebungslicht) betrieben werden, da nur unter dieser Voraussetzung eine störfreie Funktion der Schaltung sichergestellt ist. Die technischen Daten und Kennlinien entsprechen weitgehend denen eines optoelektronischen Kopplers, insbesondere dem *MB 101*. Angaben zum *MB 123* enthält die Tabelle 6.9.

4.6.5.2. Reflexkoppler

Bei einem Reflexkoppler sind die IR-Diode und der Fototransistor mechanisch so zueinander positioniert, daß deren optische Achsen entweder parallel oder in einem bestimmten Winkel zueinander verlaufen. Die optische Verbindung zwischen Strahlungssender- und Strahlungsempfängerbauelement erfolgt über Reflexion der Strahlung am abzutastenden Gegenstand.
Im offenen Miniaturkoppler *MB 125* (Bild 4.50) verlaufen die optischen Achsen parallel zueinander. Die Allplastausführung des Gehäuses besitzt aufgespritzte Linsenkörper, die für eine optimale

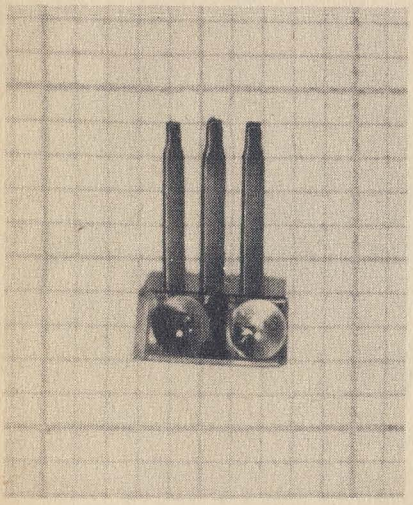


Bild 4.50
Reflexkoppler *MB 125*

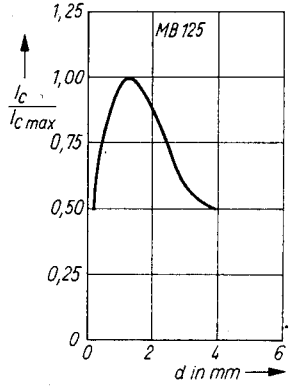


Bild 4.51
MB 125: relativer Kollektorstrom in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

Zuführung der emittierten Strahlung zum Empfänger sorgen. Dieser Reflexkoppler ist für die Abtastung mechanischer Vorgänge (wie die Endschaltung von Magnetbandgeräten, Meßwerkzeigerüberwachung u. a. m.) im Nahbereich von 0,5 bis 2,5 mm vorgesehen.

Die Kurve des Bildes 4.51 gibt Auskunft über die Größe des relativen Kollektorstroms in Abhängigkeit vom Abstand der Reflex-

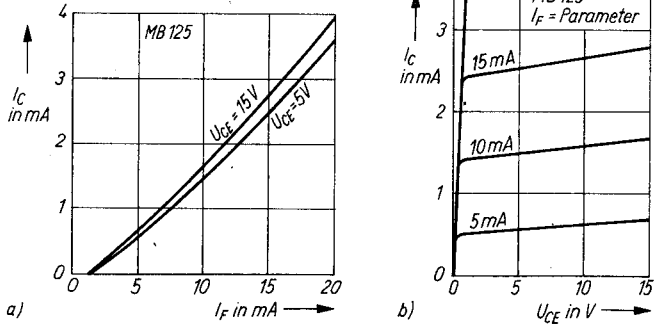


Bild 4.52 *MB 125*:
a – IRED-Strom,
b – Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Kollektor-Emitter-Spannung

kopplers von einem definierten Reflektor. Die Bilder 4.52a und b enthalten Kennlinien, aus denen für die Schaltungsdimensionierung der Einfluß des Durchlaßstroms der IR-Diode auf den Kollektorstrom und dessen Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung zu entnehmen ist.

4.6.6. Eigenbau von Optokopplern

Der Eigenbau optoelektronischer Koppler (Gabel- und Reflexkoppler) kann in Sonderfällen sinnvoll sein. Der mechanische und materielle Aufwand ist gering. Es werden verfügbare IR-Dioden und Fototransistoren der gleichen Bauform verwendet, wodurch sich keine konstruktiven Schwierigkeiten bei der paarweisen Anordnung der Bauelemente ergeben.
Die Konstruktion des Optokopplers lehnt sich an den Vorbildtyp *MB 101* (Bild 4.39) an. Als Gehäusematerial wird lichtundurchlässiges Plastmaterial, wie PVC oder *Vinidur grau,* empfohlen. Die Abmessungen richten sich nach den Einzelbauelementen. Die im Bild 6.24 enthaltenen Maße beziehen sich auf die Abmessungen der Typen *VQ 110* und *SP 201*. Die Durchgangsbohrung im Plastkörper sollte an den beiden Öffnungen eine diese Bauform berücksichtigende Abstufung erhalten. Die in Öffnungen eingesetzten Bauelemente sind rückseitig mit einem Kleber, z. B. *EP 11*, zu fixieren. Damit in die Koppleranordnung kein Fremdlicht eindringen kann, sind nach dem Aushärten des Klebers die Bodenflächen mit schwarzem Lack oder einem anderen lichtundurchlässigen Material abzudecken.
Die gleichen Bauelemente, mit denen die beschriebenen Optokopplereigenbauten möglich sind, eignen sich auch für die im

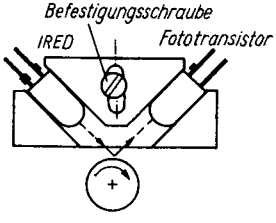


Bild 4.53
Bauvorschlag für Reflexlichtschranke mit Einzelbauelementen

Bild 4.49 gezeigte Gabelkonstruktion oder für eine im Bild 4.53 dargestellte Reflexschranke.

Das Prinzip des Reflexkopplers (Bild 4.50) besteht aus zwei nebeneinander befindlichen Bauelementen in einem gemeinsamen Gehäuse und ist mit den Bauelementepaarungen *VQ 120/SP 211* und *VQ 121/SP 212* nachvollziehbar. Die Bauelementepaare sind im 2,5-mm-Rasterabstand aneinanderreihbar. Mit zeilenförmigen Anordnungen von sich gegenüberstehenden IRED und Fototransistoren können Lochkarten-, Kodier-Lineal- oder Kodier-Scheibenabtaster aufgebaut werden.

5. Anwendungshinweise und Beispiele

Strahlschranken-Optokoppler

Strahlschranken sind optoelektronische Einrichtungen, deren Grundprinzip gemäß Bild 5.1 darin besteht, daß die von einer Strahlungsquelle emittierte Strahlung in einer bestimmten Entfernung auf einen Strahlungsempfänger trifft und in diesem einen definierten elektrischen Signalzustand auslöst. Wird die Strahlung zum Empfängerbauelement durch einen Gegenstand unterbrochen, signalisiert der Strahlungsempfänger diesen Eingriff durch eine veränderte Signalgröße. Das auszuwertende Signal wechselt hierbei deutlich zwischen zwei Signalzuständen, die einer Ja/Nein-Aussage gleichkommen. Die beiden möglichen Signalgrößen dienen in Verbindung mit einer geeigneten Schaltung zur Auslösung bestimmter Schaltvorgänge in einem Steuerungs- oder Überwachungssystem.

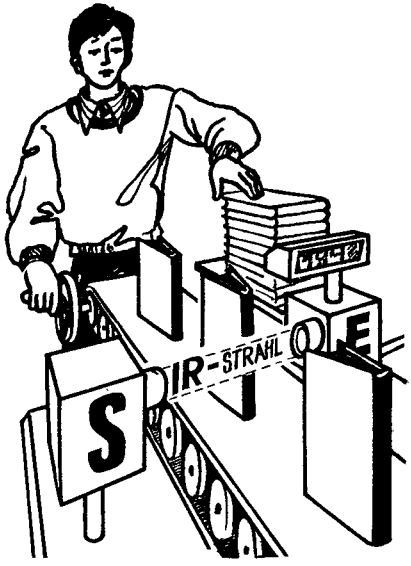


Bild 5.1
Prinzip einer Strahlschranke

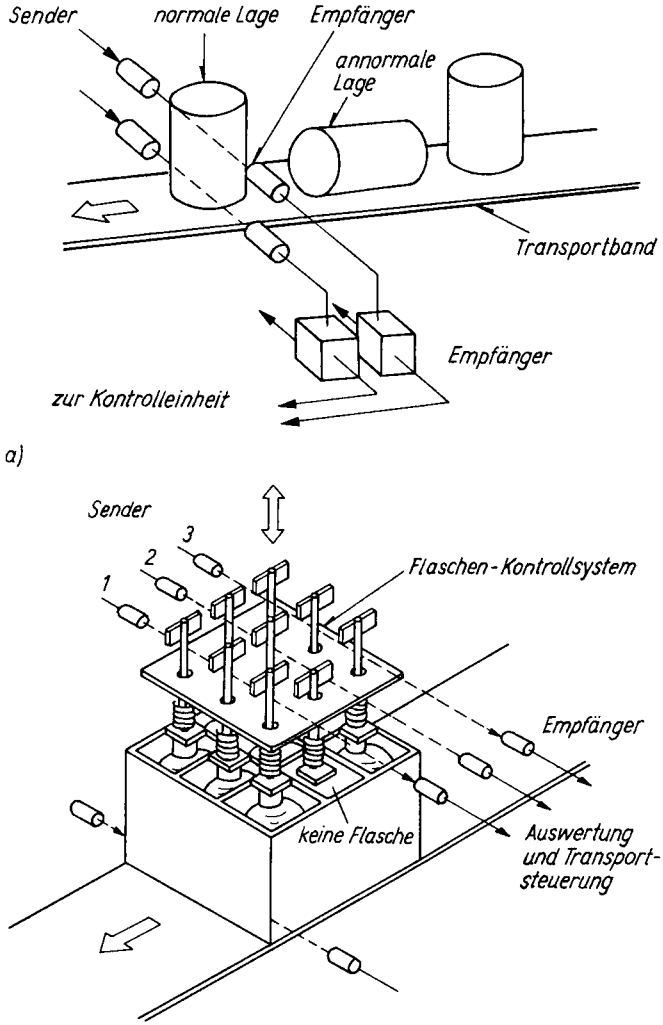


Bild 5.2 Indirekte Strahlschranke;
a – Positionskontrolle von Werkstücken,
b – Überwachung von Flaschenverpackungsmaschinen

5.1. Einteilung der Strahlschranken

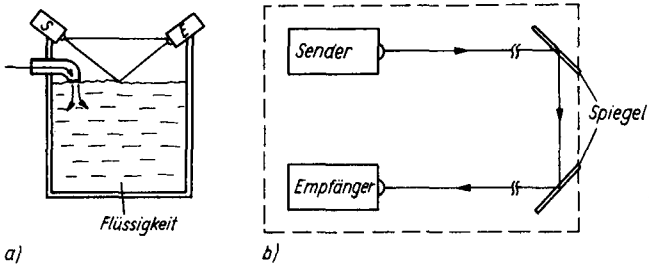
Strahlschranken lassen sich in direkt und indirekt wirkende Strahlschrankensysteme einordnen.

5.1.1. Direkte Strahlschranken

Bei einer direkt arbeitenden Strahlschranke (Bild 5.2a u.b) sind die optischen Achsen des Strahlungssenderbauelements und des Strahlungsempfängerbauelements aufeinandergerichtet. Diese Anordnung der Bauelemente ist von der Wirkung her am effektivsten, da nur unter dieser Bedingung die richtungsabhängigen Größen der beteiligten optoelektronischen Bauelemente optimal zum Einsatz kommen. Das betrifft sowohl die Lage des Maximums der Strahlungskeule des Strahlungssenders als auch die der maximalen Empfindlichkeit des Strahlungsempfängers.

5.1.2. Indirekte Strahlschranken

Bei einer indirekten Strahlschranke (Bild 5.3a.u.b.) wird dem Empfängerbauelement die Strahlung indirekt über einen die Strahlung reflektierenden Gegenstand zugeführt. Reflektierende Eigenschaften besitzen Materialoberflächen von festen Gegenständen, flüssige Medien oder Staubpartikel in Gasen oder in der Atmosphäre.



a) b)

Bild 5.3 Indirekte Strahlschranke;
a – Flüssigkeitspegelkontrolle im Behälter,
b – Überwachung großer Raumabschnitte

5.1.3. Reflexionseigenschaften von Werkstoffen

Die Reflexionseigenschaften von Materialien werden durch einen Reflexionsfaktor ϱ charakterisiert. Angaben hierzu enthält [37]. Der Anteil der reflektierten Strahlung ist abhängig von:

- der Oberflächenbeschaffenheit des Materials
  Eine polierte Materialoberfläche, deren Rauhigkeit kleiner als die Wellenlänge der reflektierten Strahlung ist, besitzt die besten Reflexionseigenschaften. An rauhen Oberflächen entsteht dagegen eine weniger wirkungsvolle diffuse Reflexion.
- der Art der Materialoberfläche und vom Einfallswinkel der Strahlung
  Bei nichttransparenten Materialien hat der Einfallswinkel der Strahlung auf den Reflexionsfaktor nur einen geringen Einfluß. Andere Verhältnisse liegen vor, wenn Strahlung auf transparente Materialien, wie Glas, Plaste oder Flüssigkeiten, auftrifft. Ein Teil der Strahlung wird nicht reflektiert, sondern dringt in das Materialinnere ein und geht dadurch dem Reflexionsvorgang verloren.
- der Wellenlänge
  Oft werden als Reflektormaterial Metalloberflächen, wie Aluminium, Kupfer, Gold und Silber, eingesetzt. In der genannten Materialreihenfolge verbessern sich auch die Reflexionsfaktoren. Bei einer Wellenlänge unter $\lambda = 800$ nm verschlechtern sich die Reflexionseigenschaften der erwähnten Metalloberflächen. Da als Strahlungsquelle meist IR-Dioden eingesetzt wer-

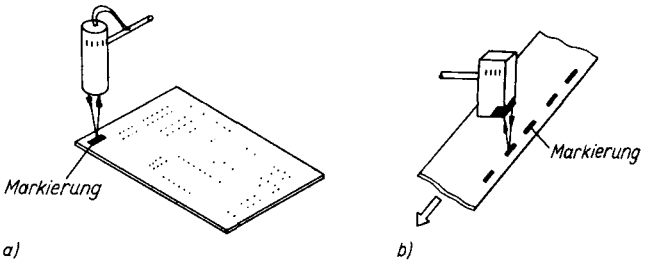


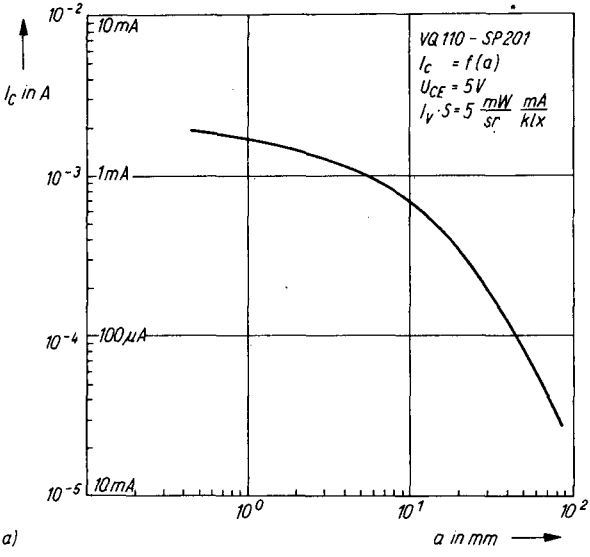
Bild 5.4 Reflexschranke (Reflexkoppler);
a – Leiterplattenpositionierung nach einer Marke,
b – Steuerung des Flusses von Materialbahnen durch Abstandsmarkierungen

den, sind die vorliegenden Bedingungen für IRED-Strahlung von $\lambda = 940$ nm besonders günstig. Reflexionsschrankensysteme, hierzu gehört auch der als kompaktes Bauelement ausgeführte Reflexkoppler, reagieren auf Änderung der Reflexionseigenschaften des bestrahlten Mediums oder auf Strahlunterbrechung durch Wegfall des Reflektors. Einige Anwendungen für Reflexschranken können dem Bild 5.4 entnommen werden.

5.2. Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiele

Die Berechnung von Strahlschranken erfolgt nach dem fotometrischen Entfernungsgesetz, d.h., die Beleuchtungsstärke bzw. die Bestrahlungsstärke in der Empfängerebene nimmt mit dem Quadrat der Entfernung ab.

$$E_e = \frac{I_{e,o}}{a^2} \cdot \Omega o \tag{25}$$



a)

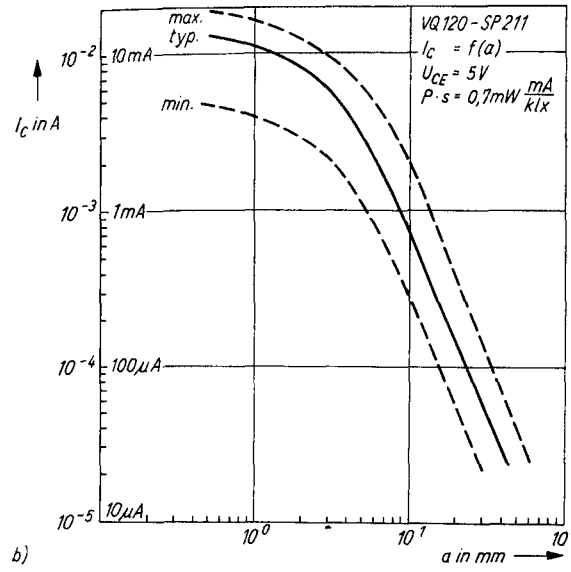


Bild 5.5 Koppelkennlinien für Kleinst- und Kleinstrahlschranken;
a – *VQ 110/SP 201*,
b – *VQ 120/SP 211*

$\Omega = 1$ sr (da die optischen Achsen der Bauelemente in einer Linie liegen)
a = Abstand Sender–Empfänger, E_e – Bestrahlungsstärke in der Empfängerebene.
Das fotometrische Entfernungsgesetz bezieht sich auf eine punktförmige Strahlungsquelle. Diese Bedingung wird auch für andere optische Gesetze vorausgesetzt. In der Praxis gilt diese Forderung als weitgehend erfüllt, wenn der Weg der Strahlung zwischen Sender und Empfänger mindestens 10mal länger als der Durchmesser der Strahlungsquelle ist. Bei Einhaltung dieser Bedingung kann das System mit einer etwa 1prozentigen Abweichung vom Optimalwert berechnet werden. Unter der auch als fotometrische Grenzentfernung bezeichneten Distanz versagt das fotometrische Entfernungsgesetz.

5.2.1. Einteilung der Strahlschranken nach der Schrankenlänge

Kleinststrahlschranken sind durch sehr kurze Abstände zwischen der Strahlungsquelle und dem Strahlungsempfänger gekennzeichnet. Lochbandleseköpfe oder Gabelschranken sind Beispiele für in der Praxis vorkommende Kleinststrahlschranken. Die Schrankenlängen liegen weit unterhalb der fotometrischen Grenzentfernung. Am Beispiel der IRED *VQ 110* ergibt sich durch deren Abmessungen als Maß für die Grenzentfernung >40 mm. Dieser Wert ist aus dem Linsendurchmesser des Bauelements von 4 mm abgeleitet. Die Berechnung einer Kleinststrahlschranke ist wegen der dargestellten Einschränkung nicht möglich. Vom Bauelementehersteller werden für solche Anwendungsfälle gelegentlich in den Datenblättern der IRED für gehäusegleiche IR-Dioden- und Fototransistorpaare als Dimensionierungshilfe Koppelkennlinien angeboten. Das Bild 5.5a und b zeigt Koppelkennlinien für die Bauelementepaare *VQ 110/SP 201* und *VQ 120/SP 211*. Aus dem Kennlinienverlauf ist zu entnehmen, daß mit größer werdender Schrankenlänge (Strahllänge) zwischen IRED und Fototransistor der Kollektorstrom I_C abnimmt. Die ausführbare Schrankenlänge wird durch die Größe des schaltungstechnisch verwertbaren Kollektorstroms des bestrahlten Fototransistors festgelegt.

5.2.2. Kleinstrahlschranken

Mit Kleinstrahlschranken können ohne optische Hilfsmittel Distanzen überbrückt werden, die im Bereich zwischen dem fotometrischen Grenzwert und 1000 mm liegen. Sie sind demnach berechenbar, oder sie werden mit für diesen Strahlschrankentyp geltenden Koppelkennlinien dimensioniert.
Das Berechnungsbeispiel ist [5] entnommen. Für eine Kleinststrahlschranke sind gegeben:
VQ 110: $I_{eo} = 1800\,\mu W/sr$ bei $I_F = 50\,mA$
SP 201: $I_{CO} = 6{,}8\,mA$, D = 4 mm Ø Linsen- und Gehäusedurchmesser, $A_E = 0{,}126\,cm^2$, a = 60 mm Entfernung *VQ 110 – SP 201*.
Gesucht: I_C Die Empfindlichkeit des Fototransistors wird in den technischen Daten durch die Angabe der Abhängigkeit des Kol-

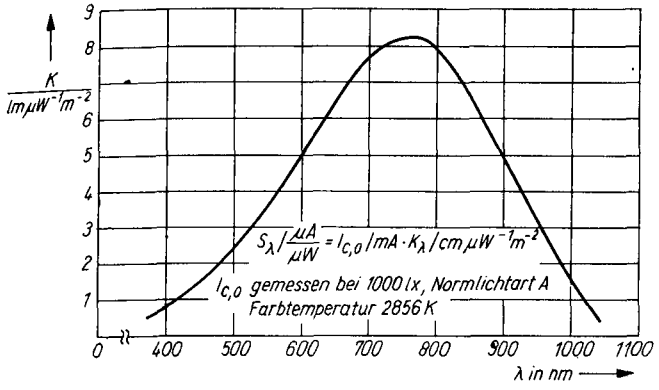


Bild 5.6 Umrechnungsfaktor k_λ in Abhängigkeit von der Wellenlänge für *SP 201*, auch für andere Silizium-Fototransistoren anwendbar (gleiche Materialbasis)

lektorstroms I_C von der Beleuchtungsstärke E_V = 1000 lx bei Normlicht A bzw. durch die Bestrahlungsstärke E_e charakterisiert. Diese Empfindlichkeitsangabe kann nicht für einen durch eine IR-Diode bestrahlten Fototransistor übernommen werden. Die tatsächliche Empfindlichkeit für eine monochromatische Strahlung mit einer Wellenlänge λ = 940 nm wird mit Hilfe eines Korrekturfaktors bestimmt, der dem Diagramm im Bild 5.6 mit $k_\lambda = K_{940\,nm}$ = 3,5 lm/μW/m^2 entnommen wird. Mit diesem Wert ergibt sich die wellenlängenspezifische Empfindlichkeit aus der Gleichung:

$$S_\lambda = k_\lambda \cdot I_{CO}\ (I_{CO} - \text{Kollektorstrom bei E} = 1000\ \text{lx}) \quad (26)$$

$S_{940\,nm}$ = 23,8 μA/μW (der Wert gilt für alle IRED mit λ = 940 nm). Außerdem muß die Bestrahlungsstärke E_e durch den Strahlungsfluß ersetzt werden. Die hierfür notwendige Zwischenrechnung beginnt mit der Gleichung für den Strahlungsfluß, der am Fototransistor wirksam wird:

$$\Phi_e = E_e \cdot A_E \quad (27)$$

Die Gleichung (25), eingesetzt in (27), hat

$$\Phi_e = \frac{I_{eo} \cdot A_E}{a^2} \cdot \Omega o \quad (28)$$

zum Ergebnis. Diese Gleichungsform berücksichtigt nicht die Empfindlichkeit des Fototransistors. Die Empfindlichkeit des Fototransistors enthält die Gleichung:

$$I_{C1} = \Phi_{e\lambda} \cdot S_\lambda \tag{29}$$

(I_{C1} – Kollektorstrom bei bestimmter Wellenlänge).
Gleichung (28), in (29) eingesetzt, ergibt den gesuchten Kollektorstrom:

$$I_{C\lambda} = \frac{I_{eo} \cdot A_E \cdot S_{\lambda o}}{a^2} \tag{30}$$

$$I_{C\lambda} = \frac{1800 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}126 \cdot 23{,}8 \cdot 10^{-6}}{6^2} = 150\,\mu A.$$

Strahlschranken für mittlere und große Reichweiten sind nur in Verbindung mit zusätzlichen Linsen zu realisieren. Ohne optische Hilfsmittel ist über Distanzen von meheren Metern eine ausreichende Bestrahlung des Strahlungsempfängers nicht mehr möglich. (Diese Aussage bezieht sich auf IRED als Strahlungsquelle.)

5.3. Eigenschaften von Strahlschranken mit Linsen

Mit dem Einsatz von Linsen in Strahlschranken wird angestrebt, die strahlende Fläche des Senderbauelements weitgehend dekkungsgleich auf die des Empfängerbauelements zu übertragen. Damit wird erreicht, daß die vom Strahler abgegebene Energie verlustarm auf den Empfänger einwirken kann. Das Optimierungsziel läßt sich am besten für Strahlschranken mit zwei Linsen verwirklichen, während einlinsige Systeme immer einen größeren Kompromiß beinhalten.
Der Einsatz einer einfachen Sammellinse in ein Strahlschrankensystem vergrößert die Reichweite und verbessert die Richtwirkung des optischen Systems. Eine bessere Richtwirkung vermindert wiederum den Einfluß störenden Umgebungslichts auf den Empfänger und verbessert die Empfindlichkeit (Selektivität) des Systems für die Erkennung kleiner Objekte.
Die Sammellinse kann vor das Sender- oder das Empfängerbauelement montiert werden. Beide Ausführungsformen haben Vor- und Nachteile. Eine Strahlschranke mit einer senderseitig eingesetzten

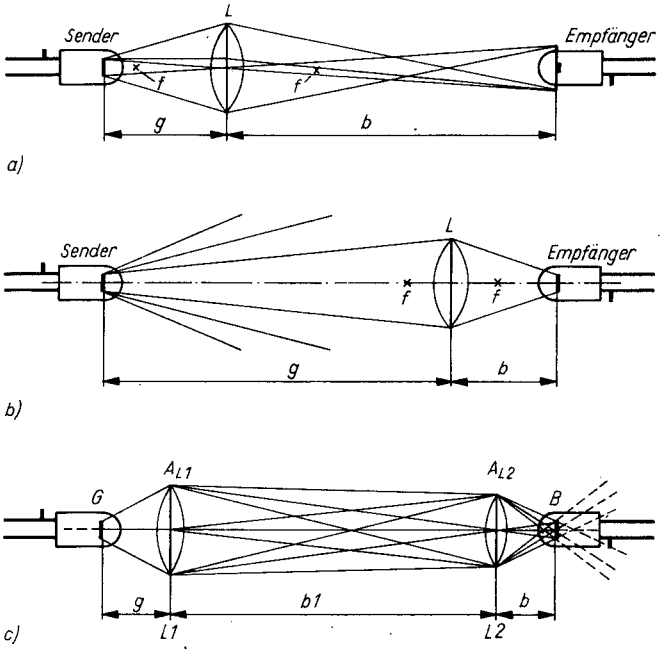


Bild 5.7 Strahlschranken mit Linsen; a – Linse vor dem Sender, b – Linse vor dem Empfänger, c – Linse vor Sender und Empfänger

Linse besitzt eine größere Reichweite als eine Strahlschranke mit einer Linse vor dem Empfängerbauelement. Durch die Sammellinse wird ein größerer Teil der von der Strahlungsquelle divergierend ausgehenden Strahlung erfaßt und in ein auf die zu bestrahlende Empfängerfläche konvergierendes Strahlenbündel umgewandelt (Bild 5.7a). Schwierigkeiten bereitet die Justierung des Strahlenbündels über eine größere Entfernung auf der sehr kleinen Empfängerfläche. Dies setzt eine hohe mechanische Stabilität der Baugruppen und deren Befestigung voraus.

Justierprobleme der genannten Art spielen bei Strahlschranken mit einer Linse vor dem Strahlungsempfänger eine untergeordnete Rolle, da die gefaßte Linse und das Empfängerbauelement zu einer mechanischen Einheit verbunden werden können. Aus der Po-

sition der Strahlungsquelle gesehen, besitzt die Empfängerlinse eine relativ kleine Linsenfläche (der Linsendurchmesser ist, verglichen mit dem Abstand Sender–Empfängerlinse [Gegenstandsweite], klein), die nur einen geringen Teil der divergierenden Strahlung des Senderbauelements aufnehmen kann (Bild 5.7b).
Die Kombination beider Strahlschrankenvarianten zu einem Strahlschrankensystem mit je einer Linse vor dem Sender- und Empfängerbauelement ermöglicht Schrankenlängen von großer Reichweite.
Optimale Übertragungsbedingungen zwischen Sender- und Empfängerbauelement liegen dann vor, wenn das Bild G des strahlenden Chips in den einzelnen Übertragungsetappen von der Linse L1 zur Linse L2 und von dieser zum Empfängerbauelement B die jeweiligen Abbildungsebenen flächendeckend ausfüllt. Da die Chipfläche gerade Begrenzungslinien aufweist (Quadratform), die Linsenflächen aber kreisförmig begrenzt sind, würde der Optimierungswunsch nach Abdeckung der Linsenfläche durch die projizierte Chipfläche Übertragungsverluste zur Folge haben. Strahlende Flächenteile der Chipecken werden von der Empfängerlinse nicht erfaßt und übertragen. Unter Beachtung dieses Sachverhalts ist es zur Übertragung des Strahlungsflusses günstig, wenn die in die Ebene von L2 projizierte Chipfläche $A_{L2}{}^{x}$ kleiner als die Lin-

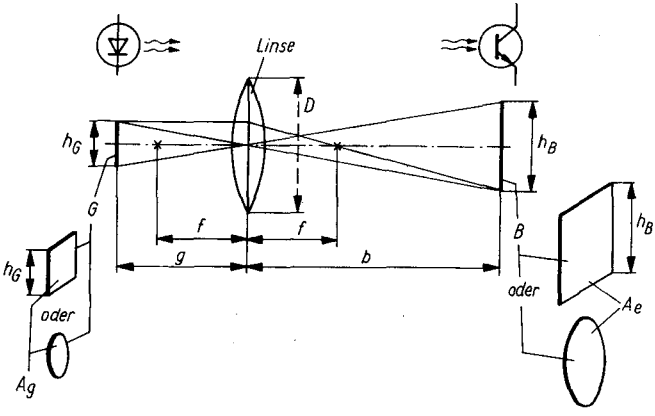


Bild 5.8 Linsengesetze; Strahlenverlauf bei Abbildung eines Gegenstandes in der Abbildungsebene mit Hilfe einer Linse

senfläche A_{L2} gehalten wird. Für den Fall, daß dieser Empfehlung nicht nachgekommen werden kann, wird ein um das Flächenverhältnis A_{L2}/A_{L2}^{x} verminderter Anteil des Strahlungsflusses übertragen.

5.4. Optische Hilfsmittel – Linsen

Die Berechnung von optischen Übertragungsgrößen für ein Strahlschrankensystem mit nur einer oder je einer Linse vor dem Sender- und Empfängerbauelement erfolgt mit Hilfe der Linsengesetze. Ausgehend von dem im Bild 5.8 gezeigten Strahlenverlauf beim Einsatz einer Sammellinse zwischen Sender und Empfänger, haben die Kurzzeichen die Bedeutung:

f Brennweite der Linse
D Durchmesser der Linse
G Gegenstand (Ebene des Senderbauelements; Chip; virtueller Chip)
g Gegenstandsweite (Abstand Chip, virtueller Chip–Linsenmitte)
B Bild des Gegenstandes G (in der Empfängerebene)
b Bildweite (Abstand Linsenmitte–Bildebene)
h_G Höhe des Gegenstandes (Kantenlänge des Senderchips)
h_B Höhe des Bildes (Kantenlänge des Empfängerchips,virtueller Chip)
A_G Fläche des Gegenstandes (Chipfläche, virtuelle Chipfläche Ag^{x})
A_B Fläche des Bildes
A_E Fläche des Empfängerbauelements (Chipfläche, virtuelle Chipfläche A_E^{x}).

Die Abbildungsgleichung lautet:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{g} + \frac{1}{b}. \tag{31}$$

Als Linearvergrößerung wird das Verhältnis der Bildhöhe zur Gegenstandshöhe bezeichnet:

$$v = \frac{h_B}{h_G} = \frac{b}{g}. \tag{32}$$

Für die Vergrößerung der Gegenstands- und Bildfläche gilt:

$$v' = \frac{A_B}{A_G} = \left(\frac{b}{g}\right)^2 . \qquad (33)$$

Linsen sind gekennzeichnet durch eine Verhältniszahl F, die aus der Brennweite, dividiert durch den effektiven Durchmesser der Linse, gebildet wird. Bei Bestellungen 1) werden diese Verhältniszahl oder der Durchmesser und die Brennweite angegeben.

Strahlschranken mit optischen Hilfsmitteln

Vorbemerkung: Für Sender- und Empfängerbauelemente, die an Stelle eines Planfensters eine Linse als Gehäuseabschluß besitzen, gilt es zu beachten:

Durch die Lupenwirkung der Gehäuselinse wird die tatsächliche Chipfläche A_G zur scheinbaren Fläche $A_G{}^x$ bzw. $A_B{}^x$ vergrößert. Für die *VQ 110* beträgt $A_B{}^x$ $1{,}05 \cdot 1{,}05 = 1{,}10$ mm^2. Mit dieser scheinbaren Chipfläche ist zu rechnen.

Die scheinbare Chipfläche kann für IR-Dioden nur mit Hilfe eines IR-empfindlichen Bildwandlers oder einer FS-Übertragungsanlage festgestellt werden. Das angewandte Prinzip entspricht dem für Strahlungssenderbauelemente sichtbarer Strahlung (LED). Eine Linse mit bekannter Brennweite f bildet die strahlende Chipfläche auf einer Fläche scharf ab. Mit dem Wert der ausgemessenen Bildfläche A_B und der ausgemessenen Entfernung Linse–Bild kann mit der Gleichung (34) die scheinbare Chipfläche bestimmt werden:

$$A_G{}^x = \frac{A_B}{\left(\frac{b}{f} - 1\right)^2} . \qquad (34)$$

Die Berechnung des Linsensystems einer Lichtschranke läßt sich übersichtlicher gestalten, indem die Lage des virtuellen (scheinbaren) Bildes des Chips zum Gegenstand der Berechnung gemacht und damit die Wirkung der Gehäuselinse umgangen wird. Die Lage des virtuellen Bildes kann ebenfalls nur mit der zuvor erwähnten Methode bestimmt werden. Das virtuelle Bild des Chips für die *VQ 110* befindet sich 8 mm hinter der Gehäuselinse des

1) Siehe Bemerkung auf Seite 176.

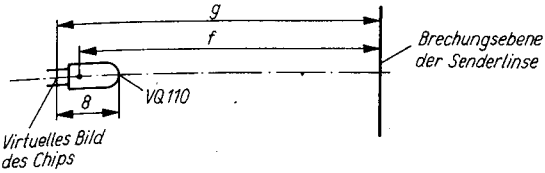


Bild 5.9 Lage des virtuellen Bildes eines Chips bei Bauelementen mit Frontlinse

Bauelements (Bild 5.9). Dieser Ort und die Brechungsebene der Sammellinse bilden die Bemaßungsgrenzen für die Gegenstandsweite.

5.4.1. Strahlungsempfänger mit vorgesetzter Linse

Durch eine Linse vor einem Strahlungsempfänger (Bild 5.7b) läßt sich ein Teil der vom Strahlungsempfänger divergierend ausgehenden Strahlung dem Empfängerbauelement zuführen.
Die Bestrahlungsstärke in der Linsenebene errechnet sich aus

$$E_{eL} = \frac{I_e}{g^2} \cdot \tag{35}$$

Der durch die Linsenfläche bedingte kleine Raumwinkel Ω gestattet für Berechnungen die direkte Benutzung der in Datenblättern angegebenen Strahlstärke I_e (IRED). Der die Linsenfläche A_L passierende Strahlungsfluß Φ_e ergibt sich aus

$$\Phi = E_{eL} \cdot A_L. \tag{36}$$

Dieser Strahlungsfluß steht dem Empfängerbauelement zur Verfügung. Er soll ungeschmälert und unter dem günstigsten Einfallswinkel die strahlungsempfindliche Fläche erreichen. Da für Fototransistoren der Kollektorstrom I_C in den Datenblättern und im Kennlinienfeld in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke E_v bzw. der Bestrahlungsstärke E_e dargestellt wird, ist die bereits durchgeführte Umrechnung der Empfindlichkeit des Fototransistors für eine Bestrahlung mit beliebiger Wellenlänge vorzunehmen. Des weiteren läßt sich, sofern entsprechende Angaben verfügbar sind, die Bestrahlungsstärke E_{eB} aus der nachstehenden Gleichungszusammenstellung berechnen:

$$E_{eB} = \frac{\Phi_e}{A_B} = \frac{E_{eL} \cdot A_L}{A_B{}^x} = \frac{I_e \cdot A_L}{g^2 \cdot A_B{}^x}. \qquad (37)$$

E_{eB} – Mittelwert (Angabe im Datenblatt) der Bestrahlungsstärke auf der Fläche $A_B{}^x$.

$A_B{}^X$ – bestrahlte Fläche in der Befestigungsebene des Fototransistors (Abstand Linse–Fototransistor). Diese Fläche entsteht durch die bereits erläuterte Flächenvergrößerung.

Die Fläche $A_B{}^X$ sollte die Ausmaße der scheinbaren Chipfläche $A_E{}^X$ des Empfängerbauelements haben bzw. der Linsen- oder Fensterfläche des Empfängers entsprechen. So ist gewährleistet, daß A_E mit Sicherheit völlig ausgeleuchtet wird.

Mit den bereits bekannten Gleichungen läßt sich beispielsweise die Aufgabe lösen, welche Strahlschrankenlänge mit einer Linse von 34 mm ∅ realisierbar ist, wenn folgende Angaben bekannt sind:

VQ 110, $I_e = 2{,}5$ mW/sr, erforderliche Bestrahlungsstärke in der Empfängerebene $E_{eB} = 0{,}02$ mW/cm^2, zu bestrahlende Fläche $A_B{}^X = 0{,}25$ cm$^2 \triangleq 0{,}5 \cdot 0{,}5$ cm.

Die maximale Schrankenlänge errechnet sich aus der nach g (Gegenstandsweite) umgestellten Gleichung:

$$g = \sqrt{\frac{I_e \cdot A_L}{E_{Eb} \cdot A_B{}^x}} = \sqrt{\frac{2{,}5 \cdot 9{,}07}{0{,}02 \cdot 0{,}25}} = 67{,}3 \text{ cm}. \qquad (38)$$

Wird die gleiche Rechnung mit einer nur um 6 mm im Linsendurchmesser größeren Linse durchgeführt, zeigt sich ein Gewinn von 12 cm Schrankenlänge.

5.4.2. Strahlungssender mit vorgesetzter Linse

Mit Strahlschranken dieses Typs sind wesentlich größere Reichweiten erzielbar. Sie finden aber nur in speziellen Fällen Anwendung.

5.5 Umgebungslicht – Streulicht – Störstrahlung

Die Funktion einer Strahlschranke kann durch vorhandenes Umgebungslicht (Tageslicht, Kunstlicht) beeinträchtigt werden, da die

meisten Strahlungsempfängerbauelemente für ein relativ breites Wellenlängenspektrum empfindlich sind.
In welchem Maße das Umgebungslicht störend auf das Empfängerbauelement einwirken bzw. die Wirkung zu Funktionsstörungen führen kann, ist abhängig von dessen Beleuchtungsstärke und dem ausgestrahlten Spektrum, von der Richtung, aus der das störende Licht auf die Empfängereinheit eintrifft, und von einer möglichen Modulation des Lichtes. Als Störfaktor sollte auch optische Strahlung (einschließlich Licht) in Betracht gezogen werden, die durch Streuung und Reflexion auf das Empfängerbauelement gelangt. Das kann in ungünstigen Fällen reflektierte Strahlung der systemeigenen Strahlungsquelle (Sender) sein. Für diese Arten der Störstrahlungszuführung sind besonders offene Strahlschranken, z. B. Gabel- und Reflexschrankenkonstruktionen, anfällig.
Die Unterdrückung oder Abschwächung von Streustrahlung zeigt bereits Erfolge, wenn das Empfängerbauelement in ein möglichst langes Rohr (Bild 5.10) eingesetzt wird. Je länger das Rohr (Tubus) ist, um so weniger macht sich der Einfluß von seitlich auftretendem Streulicht bemerkbar. Die Innenwandung des Tubus sollte zur Vermeidung von Reflexionen eine mattschwarze und möglichst gerillte Oberfläche erhalten.
Für Strahlschranken mit Sammellinsen ist der zusätzliche Einsatz einer Lochblende von Vorteil (Bild 5.10b). Die Lochblende muß im Brennpunkt der Sammellinse befestigt werden. Eine andere Positionierung beschneidet das Strahlenbündel, wodurch unnötig die Empfindlichkeit des Strahlschrankensystems eingeschränkt wird.

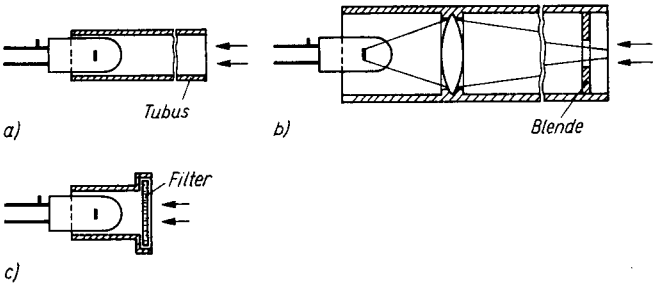


Bild 5.10 Maßnahmen zur Unterdrückung von Streustrahlung; a – Empfängerbauelement befindet sich in einem Tubus, b – Lochblende im Brennpunkt einer Sammellinse, c – Einsatz eines Filters

Dadurch kann mit einer relativ kleinen Blendenöffnung gearbeitet werden, die den seitlichen Zugang störenden Lichtes oder störender Strahlung weitgehend vermindert. Günstig ist ein vor das Empfängerbauelement gesetztes Filter (Bild 5.10c), das für IR-Strahlung durchlässig ist, aber jede andere Wellenlänge absorbiert. Ein derartiges Filter kann nur für IRED-Strahlungssender eingesetzt werden. Die gewünschte Filtereigenschaft besitzt nichtbelichtetes Farb-Umkehrfilmmaterial, z. B. ORWOCHROM (*UT 18, UT 20, UT 23*).

Sofern möglich, sollte bereits bei der Schaltungsauslegung angestrebt werden, daß zwischen der Wirkung der Nutzstrahlung und der Störstrahlung ein ausreichender Sicherheitsabstand von etwa 10:1 eingehalten wird. In Sonderfällen wird ein ungünstiges Nutz-/Störstrahlungsverhältnis durch den Einsatz besonders „heller" Strahlungsquellen verbessert. Das können Halogenlampen mit Kaltlichtspiegeln oder Elektronenblitzröhren sein. Elektronenblitzröhren können nur Lichtblitze in zeitlich begrenzten Abständen (Folgeblitzzeit) aussenden.

5.6. Eigenschaften von Strahlschranken mit gepulster Strahlung

Strahlschranken mit gepulster Strahlungsquelle („Wechsellicht") besitzen die technischen Voraussetzungen, um große Distanzen zwischen Sender und Empfänger zu überbrücken und sind weitgehend unempfindlich gegenüber störendem Umgebungslicht. Große Reichweiten werden, unabhängig vom optischen und empfängerseitigen Aufwand, maßgeblich durch die Abgabe einer großen Strahlstärke (Strahlungsfluß) erzielt.

Infrarotdioden lassen sich zu diesem Zweck mit Impulsströmen bis in den Amperebereich betreiben. Die vom Empfängerbauelement aufgenommenen Impulsfolgen stellen eine Wechselspannung dar, die als Nutzsignal in die Schaltung einfließt. Nimmt das Empfängerbauelement neben dem Nutzsignal auch störendes Umgebungslicht (Störsignal) als Gleichspannungsanteil auf, so lassen sich beide Signalformen durch kapazitive Kopplung des Verstärkerzweigs voneinander trennen. Von dieser Möglichkeit wird bei kleineren Strahlschranken Gebrauch gemacht, wenn mit störendem Umgebungslicht zu rechnen ist und der empfangene Anteil der

Störstrahlung zur Nutzstrahlung die Sicherheitsschwelle von etwa 1 : 10 verletzt.
Eine dimensionierte Strahlschranke für eine Entfernung von 10 m ist im Bild 5.14 wiedergegeben.

5.7. Strahlschranken mit unterschiedlichen Eigenschaften

5.7.1. Strahlschranken mit Fotowiderstand

Der Fotowiderstand R_{Fl} (Bild 5.11a) steuert einen mit den Transistoren V1 und V2 diskret aufgebauten Schmitt-Trigger. Auf langsame Änderungen der Beleuchtungsstärke reagiert die Triggerschaltung ab einer bestimmten Beleuchtungsschwelle mit einem Spannungssprung am Ausgang. Bei beleuchtetem Fotowiderstand nimmt der Ausgang L-Potential an. Wird die Eingangsschaltung des Bildes 5.11a mit der im Bild 5.11b vertauscht, wechselt das Ausgangspotential von „L" nach „H".
In der Schaltung des Bildes 5.12 ist ein Operationsverstärker als Komparator geschaltet. Bei beleuchtetem Fotowiderstand R_{Fl} schaltet der Ausgang auf L-Potential, und durch $R5$ fließt ein Strom. Für den Lastwiderstand $R5$ kann im Bedarfsfall auch ein Kleinrelais eingesetzt werden. Zu beachten ist, daß die Stromaufnahme des Relais $I_{rel} \leqq 70$ mA nicht übersteigt.

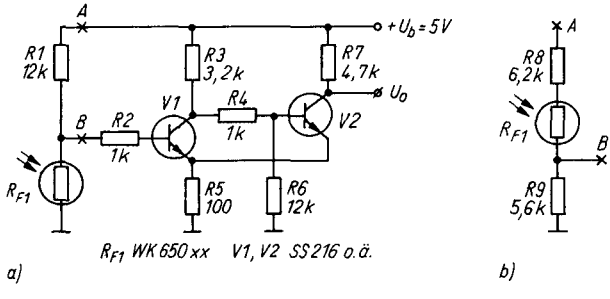


Bild 5.11 Strahlschrankenempfänger mit Fotowiderstand. Bei Beleuchtung schaltet der Ausgang im Bild a – von „H" nach „L", im Bild b – von „L" auf „H"

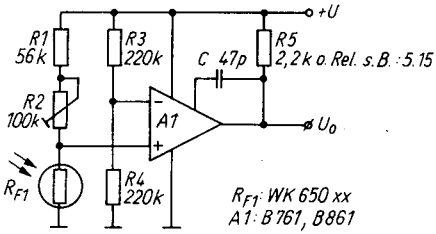


Bild 5.12 Strahlschrankenempfänger mit Fotowiderstand und OPV, schaltet bei Beleuchtung von „H" nach „L"

5.7.2. Strahlschranken mit Fototransistor

Die Schaltung der Strahlschranke im Bild 5.13 ist für eine maximale Schrankenlänge von 60 mm vorgesehen. Die integrierte Initiatorschaltung *A 301* ist mit einem internen Schmitt-Trigger ausgestattet, dessen Schaltschwelle mit *R*1 einstellbar ist. An den Ausgängen stehen einander negierte Signale zur Verfügung. Die IS kann ausgangsseitig bis zu 50 mA belastet werden. Kleinrelais lassen sich direkt ansteuern. *C*1 verzögert den Einschaltvorgang und bewirkt damit eine Störunterdrückung. Es ist konstruktiv dafür zu sorgen, daß Schaltkreis und Fototransistor auf kürzestem Wege miteinander verbunden sind, da es sonst zur Selbsterregung der Schaltung während des Umschaltens kommen kann. Die Schalt-

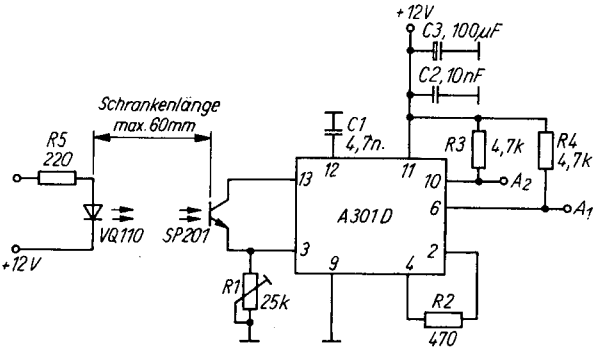
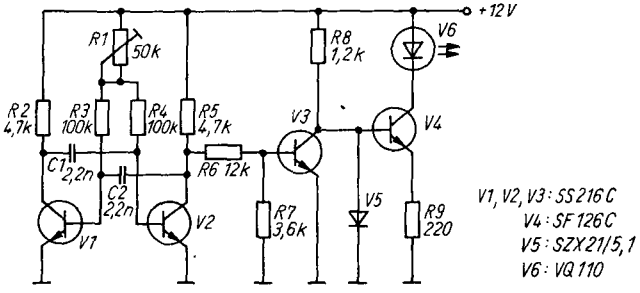


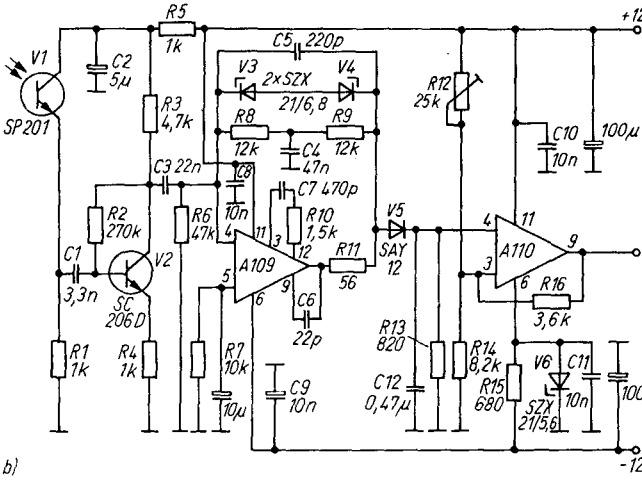
Bild 5.13 Strahlschranke für 60 mm Schrankenlänge

schwelle ist bei einem Kollektorstrom von mindestens 100 μA einzustellen. Dadurch wird die Umgebungsempfindlichkeit der Strahlschranke herabgesetzt.

Die Schaltung im Bild 5.14 ist für eine Strahlschranke mit einer Schrankenlänge von 10 m vorgesehen. Vor Sender- und Empfän-



a)



b)

Bild 5.14 Strahlschranke mit gepulster Strahlung; a – Sender 4 kHz, b – selektiver Empfänger für die gleiche Frequenz

gerbauelement sind Sammellinsen angeordnet. Beide Linsen haben einen Durchmesser von 34 mm und eine Brennweite von 64 mm. Der Abstand g bzw. b des Chips von Sender- und Empfängerbauelement zur Brechungsebene der Linse (Lage des virtuellen Bildes) beträgt 64,5 mm.

Der Aufbau basiert auf dem Einsatz gepulster Strahlung. Die Impulsfolgefrequenz liegt bei 4 kHz, das Tastverhältnis ist $T = 0{,}5$. Der Impulsstrom der IRED beträgt nur $I_{FRM} \approx 20$ mA. Die Festlegung auf diesen relativ geringen Impulsstrom ist deshalb möglich, weil die selektiven Eigenschaften des Empfängers diesen weitgehend gegen Störstrahlung unempfindlich machen und außerdem Sender und Empfänger mit einer Sammellinse ausgestattet sind. Die Berechnung der Schaltung und die Dimensionierung im Zusammenhang mit dem sender- und empfängerseitigen Einsatz von Sammellinsen kann der Interessierte in [5] nachlesen.

Die Schaltung (Bild 5.15) ist für allgemeine Anwendungen gedacht. Der Betriebsspannungsbereich erstreckt sich von 5 bis 24 V. Für einige am häufigsten verwendete Betriebsspannungen beträgt der Vorwiderstand $R1$ der IRED bei einem $I_F \approx 20$ mA für U_S: 3 V 90 Ω; 5 V 190 Ω; 12 V 540 Ω; 24 V 1,1 kΩ. Die Betriebsspannung $U_S1 = 24$ V ist nicht für den *B 861* zulässig!

Mit $R5$ ist die Schalthysterese des Operationsverstärkers einstellbar. Der Kollektorstrom ist von $R2$ und der Beleuchtungsstärke abhängig. Seine Größe hängt vom Fototransistor, von der Schrankenlänge u. a. ab. Bei bestrahltem Fototransistor sollte der Kollektorstrom $I_C \geqq 100\ \mu$A sein. Niedrigere Werte schaffen Probleme im Zusammenhang mit vorhandenem Streulicht.

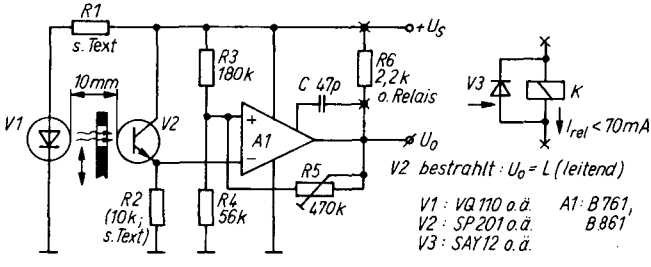


Bild 5.15 Strahlschranke für Fototransistor mit OPV

5.7.3. Strahlschranke für schnelle Abtastungen

Für die Abtastung schnell ablaufender Vorgänge ist eine Fotodiode der geeignete Strahlungsempfänger. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 5.16. Das von der Fotodiode abgegebene Signal gelangt über den Kondensator *C*1 in differenzierter Form an den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Der Kondensator *C*3 dient der Frequenzkompensation und beeinflußt mit seinem Kapazitätswert die Anstiegszeit des zu übertragenden Impulses. Die Anstiegszeit wird aber auch vom Arbeitswiderstand der Fotodiode und der Grenzfrequenz des Operationsverstärkers bestimmt. Mit der angegebenen Bauelementedimensionierung ergeben sich für die gesamte Schaltung folgende *C*3-abhängige Anstiegszeiten:

47 pF – 5 μs; 16 pF – 1 μs; 8 pF – 0,6 μs und 5 pF – 0,4 μs.

Es ist mit einer Ausgangsspannung von 200 mV zu rechnen. Die Wechselspannungsverstärkung beträgt 40 dB.

5.7.4. Strahlschrankenempfänger, Fototransistor temperaturkompensiert

Schwankungen der Umgebungstemperatur bewirken bei einem Fototransistor entsprechende Veränderungen des Kollektorstroms I_C.

Die Drift ist durch die im Bild 5.17 enthaltene Schaltung kompensierbar, indem der Fototransistor V1 mit einem Transistor V2 vom gleichen Leitfähigkeitstyp auf die Eingänge eines Differenzverstärkers geschaltet wird.

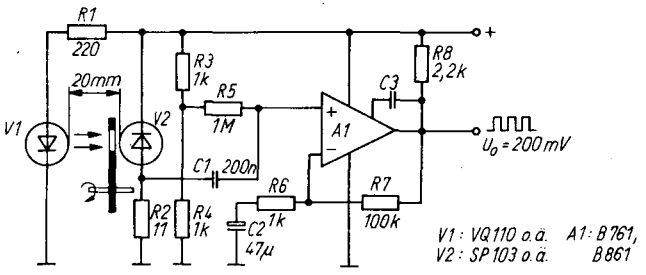


Bild 5.16 Strahlschrankenempfänger für schnelle Abtastung

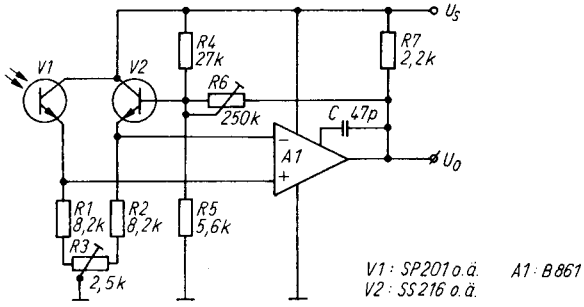


Bild 5.17 Strahlschrankenempfänger mit Temperaturkompensation des Fototransistors

5.8. Praktische Einsatzbeispiele für Strahlschranken

5.8.1. Optoelektronische Zählrichtungslogik (I bis V)

Die Steuerung einer Zählrichtungslogik erfolgt durch optoelektronische Impulsgeber. Dazu benutzt man zwei Strahlschranken, deren Strahlung durch eine kodierte Lochscheibe zur Auswertung der Drehrichtung oder durch linear gelochtes Material zur Erkennung der Bewegungsrichtung unterbrochen wird. Die Unterbrechung der Strahlung beider Strahlschranken erfolgt mit einem zeitlichen Versatz, der durch die mechanische Positionierung der Strahlschranken zu einem Loch und zu einem die Strahlung unterbrechenden Abschnitt entsteht. Die zeitlich zueinander von den Schranken abgegebenen Impulse sind hinsichtlich der Dreh- oder Bewegungsrichtung vorbeigeführter oder rotierender Gegenstände auswertbar.
Angewendet wird diese Schaltungstechnik beispielsweise in elektronischen Abstimmsystemen (Computer-AFC bei Rundfunkempfängern), in der Cuttertechnik zur Auszählung von Filmbildern, für die Programmierung mehrstelliger Vor- und Rückwärtszähler und für inkrementale Winkelgeber.

Zählrichtungslogik I
Die Schaltung der Zählrichtungslogik im Bild 5.18a gibt in Abhängigkeit von der Zählrichtung am Ausgang Q1 HL-Impulse und an Q2 ein statisches H-Signal (oder umgekehrt) ab. Die von den Foto-

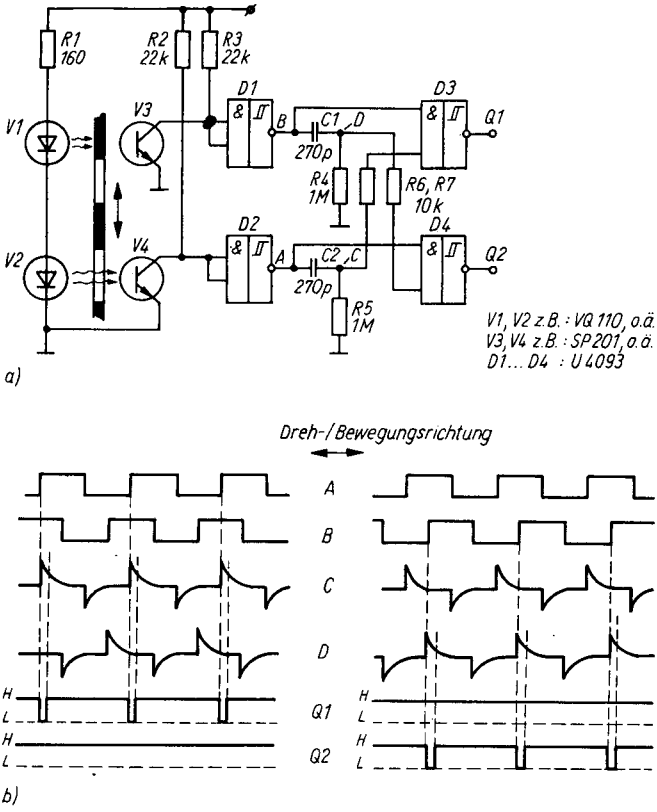


Bild 5.18 Zählrichtungslogik I; a – für extrem langsame Strahlunterbrechung, b – Impulsdiagramm für Vor- und Rückwärtsbewegung

transistoren abgegebenen Impulse werden durch die Schmitt-Trigger im *U 4093* zu Rechteckimpulsen geformt. Dies ist auch gewährleistet, wenn die Strahlunterbrechung extrem langsam vorgenommen wird. Die an den Ausgängen der Schmitt-Trigger befindlichen RC-Glieder *R*4, *C*1 und *R*5, *C*2 differenzieren die Rechtecksignale, *R*6 und *R*7 wirken auf die hierbei entstehende negative Impulsspitze strombegrenzend. In den Gattereingängen der Schmitt-Trigger D3 und D4 wird jeweils ein differenziertes Signal des einen

Übertragungszeiges mit dem nicht differenzierten Rechtecksignal des anderen Zweiges verknüpft. Liegen an beiden Eingängen H-Pegel, so nimmt der zugehörige Ausgang Q1 bzw.Q2 L-Pegel an. Die HL-Impulse oder der am anderen Ausgang auftretende H-Pegel sind für Zähl- und Schaltzwecke verwertbar. Das Impulsschema in Bild 5.18b zeigt für beide Bewegungsrichtungen die an bestimmten Schaltungspunkten entstehenden Signalformen. Es ist erkennbar, daß nur ein Ausgang Impulse liefert, während der andere eindeutig die Richtung bestimmt.

Zählrichtungslogik II

Bild 5.19a zeigt die Eingangsschaltung zur Steuerung eines Vor-/Rückwärtszählers mit der CMOS-IS *V 4029*. Die optoelektronische Eingangsschaltung erkennt die Drehrichtung/Bewegungsrichtung und schaltet den Zähler auf Vor- oder Rückwärtsbetrieb. Der Zähler ist vorprogrammierbar, so daß eine wählbare Zählweitenbegrenzung möglich ist.

Als Richtungssensoren dienen Strahlschrankenkonstruktionen aus diskreten optoelektronischen Bauelementen oder Gabel- bzw. Reflexschranken, z. B. *MB 123*, *MB 125*. Die Auswahl des Schrankensystems wird beeinflußt von den räumlichen Bedingungen und dem abzutastenden, kodierten Material.

Die Steuerlogik gibt zwei Signalgruppen aus. Am Ausgang von D4 stehen die Zählimpulse zur Verfügung, während am Ausgang von D3 je nach Drehrichtung H- oder L-Pegel entnommen wird, der die Zählrichtung des Zählers festlegt. Voraussetzung ist, daß die Strahlunterbrechung mit einer Phasenverschiebung von 90° erfolgt. Es entstehen die im Bild 5.19b zu sehenden Impulsabläufe, wenn die Strahlunterbrechung in der Strahlschranke U1 bereits stattfindet und dieser Vorgang in U2 gerade eingeleitet wird. Bevor der Zähler an CP einen Zählimpuls erhält (Zählereingang CP reagiert auf LH-Flanke des Zählimpulses), muß die Schaltlogik dem Zähler am Zählrichtungseingang UP/$\overline{\text{DOWN}}$ einen entsprechenden H- bzw. L-Pegel mitgeteilt haben. Der Zähler arbeitet in UP-Richtung, wenn das EX-OR-Gatter D3 an den Eingängen gleiche Pegel erhält, damit der Gatterausgang und somit auch der UP/$\overline{\text{DOWN}}$-Eingang H-Pegel annimmt. Das kann zunächst der Fall sein bei gleichzeitig unterbrochenen, aber auch bei gleichzeitig nicht unterbrochenen Strahlengängen für U1 und U2. Bei unterschiedlichen Signalen an den Eingängen von D3 nimmt der Aus-

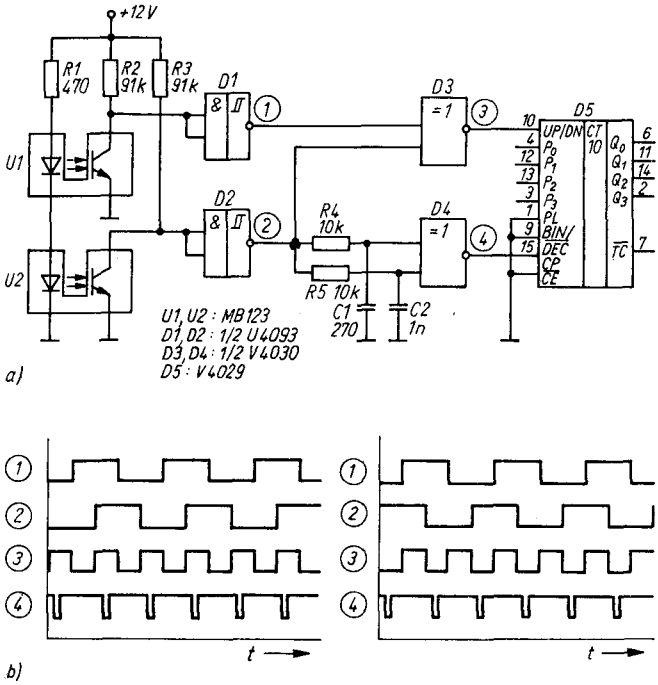


Bild 5.19 Zählrichtungslogik II; Schaltung zur Steuerung des UP/$\overline{\text{DOWN}}$-CMOS-Zählers *V 4029*

gang L-Pegel an. Wesentlich ist für die Zählrichtungserkennung, ob zuerst U1 oder U2 aktiviert wird. Das kommt durch den zeitlichen Versatz der Impulsgruppen 1 und 2 zustande. Ist U2 vor U1 aktiviert (H an ②), dann ist an ④ ein Zählimpuls entnehmbar, dessen Zählrichtung für den Zähler durch einen am Ausgang ③ auftretenden zählrichtungsabhängigen Impulspegel markiert wird. Unterschiedliche Signale an den Eingängen des EX-OR-Gatters (*V 4030*) schalten den Gatterausgang auf L-Pegel, dadurch zählt der Zähler rückwärts. Vorwärts wird gezählt, wenn H-Pegel am UP/$\overline{\text{DOWN}}$-Eingang anliegt. Das ist der Fall, wenn U1 vor U2 bestrahlt wird. Der Zählimpuls ④ schaltet den Zähler mit der LH-Flanke. Die zeitliche Verzögerung der Vorderflanke und die

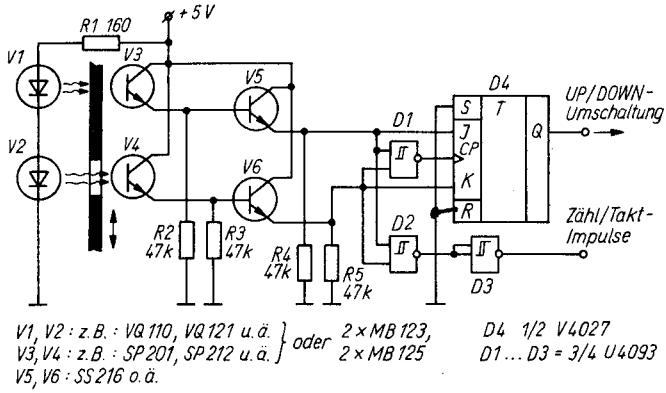


Bild 5.20 Zählrichtungslogik III; Zählrichtung durch „H"/„L"-Pegelwechsel

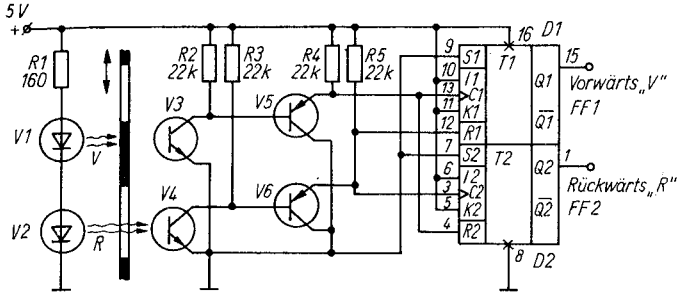
Breite des Zählimpulses entstehen durch die unterschiedlichen Zeitkonstanten der Integrationsglieder *R*4*C*1 und *R*5*C*2. Der Zählimpuls steht am Ausgang von D4 (4) zur Verfügung, wenn das durch *R*5*C*2 zeitlich am längsten verzögerte Signal am entsprechenden EX-OR-Gattereingang H-Pegel erreicht. In den mit D1 und D2 bezeichneten Schmitt-Triggern (*V 4093*) werden die von den Fototransistoren abgegebenen Impulse zu Rechteckimpulsen geformt.

Zählrichtungslogik III

Das Bild 5.20 zeigt ebenfalls eine Zählrichtungsschaltung, die für die Ansteuerung von Zählern geeignet ist, die über nur einen Zählimpulseingang verfügen und die Zählrichtungsumschaltung durch eine Pegeländerung an einem UP/$\overline{\text{DOWN}}$-Eingang (z. B. *V 4093*) vornehmen.

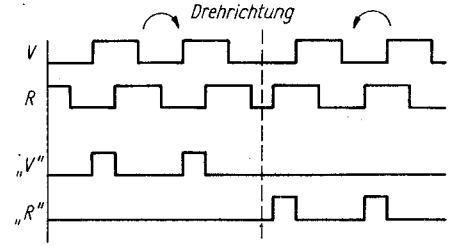
Zählrichtungslogik IV

Die Schaltung im Bild 5.21a besitzt separate Signalausgänge zum Vor- und Rückwärtszählen. Während der eine Ausgang Zählimpulse liefert, befindet sich der andere Ausgang auf statischem L-Potential. In Abhängigkeit von der Bewegungsrichtung in den Strahlschranken V1/V3 und V2/V4 wechseln die Ausgänge „V" (Vorwärts) und „R" (Rückwärts) die Signalform. Die Strahl-



V1, V2 : z.B. VQ110, VQ121 u.ä. } oder 2×MB123, D1, D2 : V4027
V3, V4 : z.B. SP201, SP212 u.ä. } 2×MB125
V5, V6 : SC309 o.ä.

a)



b)

Bild 5.21 Zählrichtungslogik IV; a – separate Vor-/Rückwärtsimpulse, b – Impulsdiagramm

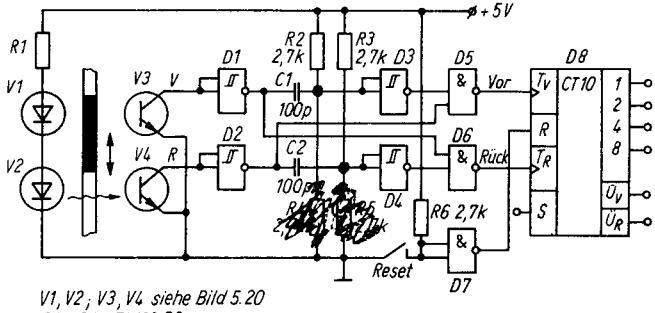
schranken müssen funktionsbedingt um 90° versetzt angeordnet sein, um zwei zeitlich versetzte Impulssignale erzeugen zu können. Die Auswertung der versetzt vor- bzw. nacheilenden Impulse übernehmen zwei JK-Flip-Flop vom CMOS-Typ *V 4027*. Gemäß Wahrheitstabelle reagieren die Flip-Flop nur auf die LH-Flanken von am Takteingang anliegenden Impulsen und unter der Zusatzbedingung, daß die JK-Eingänge auf H-Potential liegen. Für den angenommenen Fall, daß der Fototransistor V4 durch die IRED V2 vorübergehend bestrahlt wird, ändert sich am Takteingang von FF2 „H" nach „L". Auf diesen Potentialwechsel reagiert FF2 nicht. FF2 wird über den Reseteingang R_1 in die demgemäße Aus-

gangslage gekippt. Die zeitlich später abgeschattete Strahlschranke V1/V3 erzeugt eine ansteigende Impulsflanke (LH-Flanke) die das FF1 in eine andere Lage kippt. Am Ausgang Q1 steht ein positiver Zählimpuls zur Verfügung. Der Ausgang Q2 von FF2 nimmt für die Zeitdauer dieser Zählrichtung (Vorwärts) L-Potential an. Ändert sich die Bewegungsrichtung für die Strahlschranke, dann wechseln die Schaltabläufe die Reihenfolge. Das Bild 5.21b mit dem Impulsdiagramm für Vor- und Rückwärtsbetrieb zeigt die richtungsabhängigen Impulsgruppen in Abhängigkeit von der Zeit.

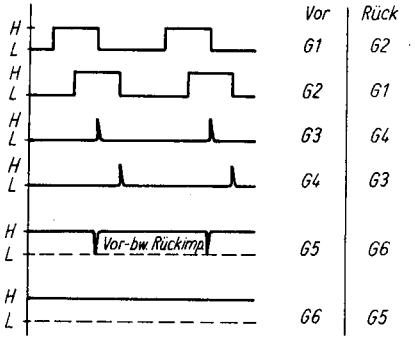
Zählrichtungslogik V

Diese richtungsabhängige Schaltung mit Strahlschranken (Bild 5.22a) ist mit TTL-Schaltkreisen aufgebaut und besitzt für die Richtungsauswertung zwei gesonderte Signalausgänge, wie sie benötigt werden, um beispielsweise die Zähler-IS *D 192* und *D 193* zu takten. Sie besitzen getrennte Zähleingänge zum Vor- und Rückwärtszählen.

Vorwärtsimpulse werden an den Zähler abgegeben, wenn der Fototransistor V3 zeitlich vor dem Fototransistor V4 bestrahlt wird. Durch V3 wird der Schmitt-Trigger angestoßen und reagiert mit einem negativen Ausgangsimpuls, der durch C1 differenziert und in D3 invertiert an den Gattereingang von D5 gelangt. Das Gatter D5 öffnet, wenn an beiden Gattereingängen gleichzeitig H-Potential



a)



b)

Bild 5.22
Zählrichtungslogik V;
a – separate Vor-/Rückwärtsimpulse für *D 192*,
b – Impulsdiagramm

vorhanden ist. In welchen Zeitabschnitten das der Fall ist, zeigt das Impulsdiagramm im Bild 5.22b. Bei entgegengesetzt verlaufender Bestrahlung und Abschattung der Fototransistoren kehren sich die Impulsabläufe um.

5.8.2. Richtungsdiskriminator

Möchte man lediglich die Dreh- oder Bewegungsrichtung eines Gegenstands berührungslos feststellen oder zur Umsteuerung ei-

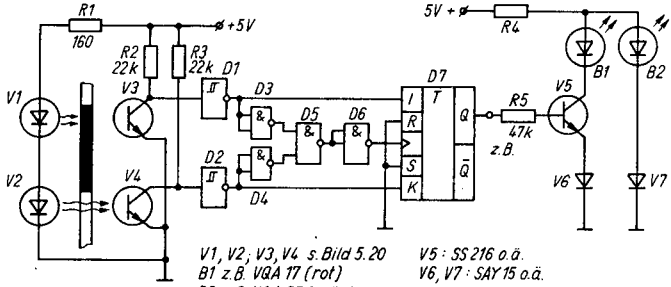


Bild 5.23 Richtungsdiskriminator mit LED-Anzeige

nes Vor/Rückwärtszählers nutzen, so bietet sich hierfür der Schaltungsvorschlag im Bild 5.23 an. In dieser Schaltungsvariante werden die JK-Eingänge eines Flip-Flop (*V 4027*) zur Richtungserkennung herangezogen. Der jeweils am J-Eingang anliegende Pegel, „H" oder „L", wird von jedem Taktimpuls zum Ausgang Q durchgeschaltet. Die Dreh- oder Bewegungsrichtung ist somit durch H- oder L-Potential am Q-Ausgang gekennzeichnet. Für die Strahlschrankenkonstruktion gelten die mehrfach dargestellten Aufbauprinzipien. Bezüglich der optoelektronischen Bauelemente wird auf die im Bild 5.20 angegebenen Möglichkeiten verwiesen.

5.8.3. Konstruktive Hinweise für Strahlschranken mit Kodescheiben

Umdrehungs- und Drehrichtungszähler, Winkelschrittgeber und Weggeber empfangen die benötigten Impulse von optischen Impulsgebern. Aufgrund des geringen Massenträgheitsmomentes können sie direkt auf die Achsen von Wellen in Werkzeugmaschinen, in Versuchsaufbauten, auf Miniatur- und Schrittmotoren aufgesetzt werden. Da die kodierte Scheibe direkt auf der Achse des sich bewegenden Teiles sitzt, kommt es zu keiner Signalverschiebung wie bei zwischengesetzten Kupplungen oder anderen mechanischen Übertragungselementen.
Für die Abtastung der Kodescheiben werden speziell aufgebaute Kleinststrahlschranken aus diskreten Sender- und Empfängerbauelementen oder bereits als Bauelement angebotene Gabel- und Reflexschranken verwendet. Das Bild 5.24 vermittelt Details für den Aufbau einer Kleinststrahlschranke mit diskreten Bauelementen. Der stirnseitige Abstand der eingesetzten Bauelemente beträgt etwa 3 ... 5 mm. Die Bohrungen zur Aufnahme der Bauelemente sind an der Stirnseite auf etwa 1,5 mm Ø verjüngt. Damit werden die Öffnungswinkel verkleinert und Streulichteinflüsse auf

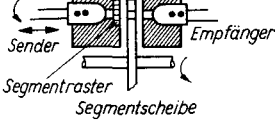


Bild 5.24
Konstruktive Details einer Kleinststrahlschranke

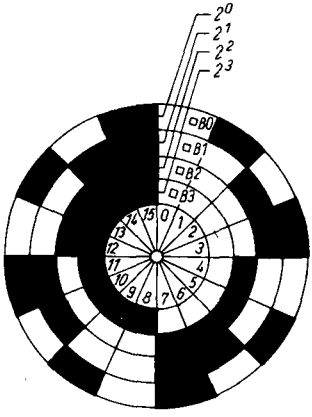


Bild 5.25
BCD-codierte Scheibe

ein Minimum reduziert. Mit dieser Maßnahme wird vor allem die Detektierung kleiner und kleinster Details ermöglicht. Zur Optimierung des Systems und um eventuelles „Schielen" eines Bauelements ausgleichen zu können, sollte die IRED in ihrer Halterung axial dreh- und verschiebbar sein. Die häufigste Anwendung stellen rotierende Kodescheiben dar. Die Scheibe ist mit Hell/Dunkel-Feldern versehen, die den Strahlendurchgang beeinflussen. Das Segmentbild einer Kodescheibe wird auf reprofotografischem Weg hergestellt. Für die Eigenanfertigung ist von einer maßstäblich größeren Vorlage auszugehen. Diese wird im weiteren Herstellungsgang verkleinert. Auf diese Weise erhält man ein scharfes Bild mit sauberen Konturen.

Unterschieden werden absolut und inkremental kodierte Strahlschrankensysteme. Eine Kodescheibe für absolute Geber besitzt Hell/Dunkel-Felder, z. B. im BCD-Kode (Bild 5.25). Bei jeder Stellung der Scheibe, auch bei deren Stillstand, ist die Position durch ein eindeutiges Ausgangssignal beschrieben. Eine inkremental (Inkrement [Math]: der Betrag, um den eine Größe zunimmt) kodierte Scheibe ist in gleichmäßige Hell/Dunkel-Felder aufgeteilt. Zur Richtungsdiskriminierung besitzen beide Kodescheibenarten zusätzliche Segmentspuren. Ein nachgeschalteter Richtungsdiskriminator, siehe hierzu Abschnitt 5.8.2., erkennt aus der Phasenvor- oder Phasennacheilung die Drehrichtung der Kodescheibe.

Bild 5.26
Segmentvorsatz für Senderbauelement

Zur Verbesserung des empfängerseitigen Hell/Dunkel-Verhältnisses empfiehlt sich, die Austrittsöffnung für die IRED mit einem segmentierten Vorsatz zu versehen (Bild 5.26). Das Segmentbild des Vorsatzes entspricht einem Ausschnitt aus der Kodescheibe und ist maßstabsgleich. Wenn die „Hell"-Segmente der rotierenden Scheibe und die des Vorsatzes sich genau gegenüberstehen, erhält das Empfängerbauelement die größte Strahlungsenergie. Verschiebt sich die Kodierscheibe um das halbe Teilungsintervall der Segmente, erhält das Empfängerbauelement ein Minimum oder keine Strahlungsenergie. Diese Methode wird angewendet bei inkrementalen Kodescheiben mit hoher Auflösung. Industriell hergestellte Scheiben mit einem Durchmesser von etwa 40 mm können bis zu 2000 Segmente aufweisen. Für eine bessere Auswertung (höhere Auflösung) durch eine größere Impulsfrequenz können außer den ansteigenden Flanken eines jeden Rechteckimpulses auch die abfallenden Flanken zur Erzeugung von Zählimpulsen herangezogen werden. Mit der doppelten Auswertung eines Rechteckimpulses stehen zwei Impulse in einem Teilungsintervall zur Verfügung.
Bei einer 50-mm-Scheibe beträgt das Teilungsintervall (Bild 5.27) am Scheibenumfang für m = 400 Hell/Dunkel-Segmente:

$$R = \frac{\pi \cdot d}{m} = \frac{\pi \cdot 50}{400} = 0{,}39 \approx 0{,}4\,\text{mm}. \qquad (39)$$

Für eine bessere Vorstellung der Strahlschrankenanordnung zur Drehzahlzählung werden folgende Angaben angenommen: Der die Scheibe drehende Motor hat eine Drehzahl von n = 4000 U/

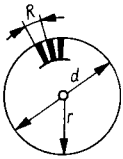


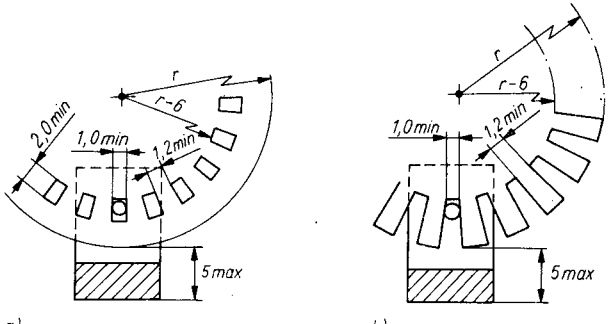
Bild 5.27
Angaben zum Teilungsintervall für eine Scheibe

min; die Kodescheibe besitze 400 Segmente. Die vom Empfängerbauelement abgegebene Impulsfrequenz errechnet sich aus der Gleichung:

$$f = \frac{m \cdot n}{60 \cdot 10^3}\ (\text{kHz});\ f = \frac{4000 \cdot 400}{60 \cdot 10^3} = 26{,}66\ \text{kHz}. \qquad (40)$$

Für die Abtastung grob strukturierter Segmente (größerer Segmentabstand, größeres Teilungsintervall) sind die als komplettes Bauelement verfügbaren Gabel- und Reflexkoppler geeignet. Ihre Anwendung erspart einen Teil der mechanischen Arbeiten für die Anfertigung der Halterung der Bauelemente. Die in Gabelkoppler rotierenden Scheiben oder linear bewegten Elemente sind aus Metall oder einem strahlungsundurchlässigen Plastwerkstoff angefertigt. Obwohl in den folgenden Hinweisen stets auf rotierende Scheiben Bezug genommen wird, gilt das in gleichem Maße auch für linear geführte Elemente.

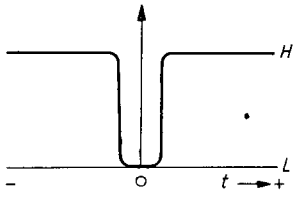
Die für die Strahlfreigabe und Unterbrechung benötigten Hell/Dunkel–Felder lassen sich entweder durch einen Kranz von Durchbrüchen in der Scheibenfläche („Bohrungen", Fenster; Bild 5.28a) herstellen, oder die Scheibe erhält an ihrem Rand zahnkranzartige Aussparungen (Bild 5.28b). Die gleichen konstruktiven Gesichtspunkte sind auch für linear bewegte, die Strahlung unterbrechende Elemente anzuwenden. Die kleinste erreichbare Auflösung wird durch die Breite der Fläche zwischen zwei Öffnungen bestimmt. Die Abdeckung des Empfängerbauelements muß



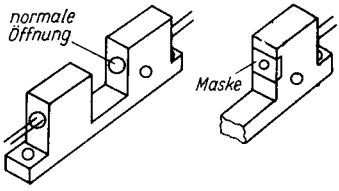
a) b)

Bild 5.28 Kodierte Scheiben; a – mit Öffnungen, b – mit Stegen und Schlitzen

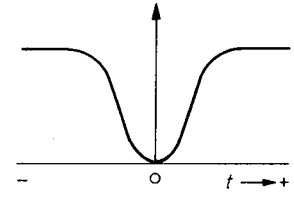
während der Rotation der Scheibe momentan vollständig sein. Demnach sollte, um dieser Forderung mit Sicherheit zu entsprechen, der Durchmesser bzw. die Breite der Öffnungen wenigstens geringfügig kleiner sein als die Breite der Abdeckungen. Das Bildbeispiel 5.27 verdeutlicht diese Aussage. Für eine angestrebte Impulsform gemäß Bild 5.29a ist es zweckmäßig, wenn die Strahlunterbrechung und Freigabe durch gerade Materialkanten erfolgen. Die Rundung einer Bohrung trägt dazu bei, daß die Impulsflanken, wie im Bild 5.29c überzeichnet dargestellt, verschliffen sind.



a)



d) b)



c)

Bild 5.29
Impulsform; a – bei geraden Stegkanten und Strahlenbündelmaskierung gemäß Bild b, c – übertriebene Darstellung eines Impulses von einem herkömmlichen nichtmaskierten Gabelkoppler (Bild d)

Durch die nachträgliche Maskierung der stirnseitigen Öffnungen im Gabelkoppler (Bild 5.29b) ergibt sich eine zusätzliche Möglichkeit, auf die Impulsform und -breite und damit auf eine höhere Auflösung einzuwirken. Vorgesetzte Schlitz- oder Lochblenden bewirken durch Beschneidung des Öffnungswinkels, daß eine korrekte Strahlabdeckung mit geringerer Materialbreite möglich wird. Dadurch kann bei einem bestimmten Scheibendurchmeser die Zahl der Öffnungen vergrößert oder der Scheibendurchmesser für eine vorgegebene Anzahl von Öffnungen reduziert werden.
Größere Segmentabstände lassen sich auch mit Reflexkopplern abtasten. Sie sind sehr klein und können dicht an das reflektierende Medium montiert werden. Die Abtastung erfolgt nur von einer Seite. Die im Bild 5.30 wiedergegebene Scheibe ist aus einem Plastwerkstoff gefertigt. Die reflektierenden rechteckigen Segmente bestehen aus einer metallischen Aufdampfung. Der Scheibendurchmesser beträgt 25 mm bei 20 Segmenten. Diese Scheibe genügt den Anforderungen einer Bandriß- und Bandendabschaltautomatik für Spulentonbandgeräte oder Kassettenrecorder und wird außerdem zum Zählen der Bandlänge genutzt, um einen gesuchten Bandinhalt wiederaufzufinden. Das Antriebssystem wird beim Stillstand der Segmentscheibe gestoppt.

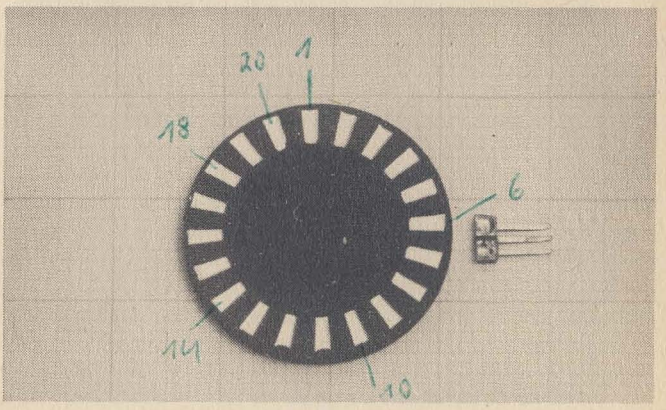


Bild 5.30 Scheibe mit reflektierenden Strichmarken für die Kontrolle von Bandlaufwerken

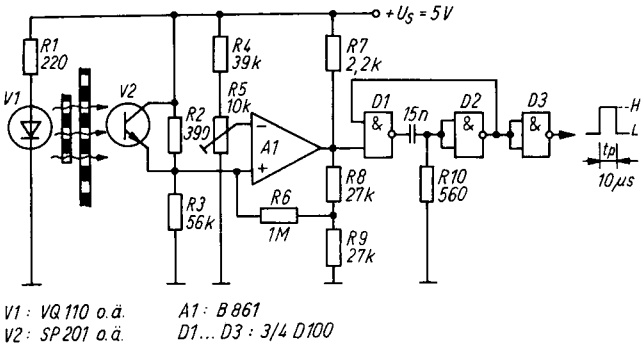
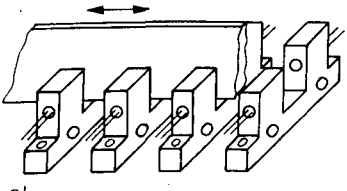


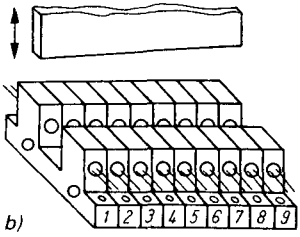
Bild 5.31 Schaltung zur Aufbereitung der Impulsflanken und zur Begrenzung der Impulsbreite

Es empfiehlt sich, die vom Fototransistor abgegebenen Impulse über einen Schmitt-Trigger zu regenerieren und, wenn erforderlich, durch ein Monoflop die Impulsdauer unabhängig von der Drehzahl auf eine bestimmte, die maximale Frequenz berücksichtigende Impulsbreite t_p festzulegen. Eine hierfür geeignete Schaltung zeigt das Bild 5.31. Die maximal übertragbare Frequenz beträgt 40 kHz. Diese Impulsfolgefrequenz erzeugt z. B. eine mit $n = 6000$ U/min rotierende Scheibe, die in 400 Hell/Dunkel-Segmente aufgeteilt ist [33].

5.8.4. Digitale Positionsanzeige mit Gabelkopplern

Die reihenweise Anordnung von Gabelkopplern im Bild 5.32a dient zur Positionsbestimmung einer von einem Gegenstand durchfahrenen Wegstrecke. Der Gegenstand betätigt eine Blende, die schrittweise die Gabelkoppler abschattet. Die kleinste auswerbare Schrittweite ist durch die Breite des Gabelkopplers von 6 mm beim *MB 123* festgelegt. Die Gabelkoppler werden nacheinander in Zeilenrichtung von der Blende durchfahren. Eine höhere Auflösung ist erreichbar, indem eine angeschrägte Blende (Bild 5.32b) frontal in die Schrankenöffnungen eintaucht. Die Gabelkoppler müssen für diesen Anwedungsfall einzeln justierbar sein. Die Anzeige von Winkelpositionen ist mit einer im Bild 5.32c gezeigten





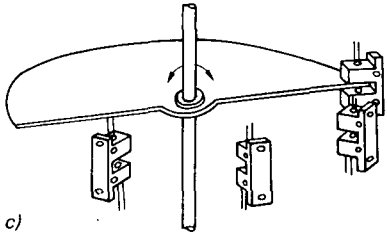


Bild 5.32
Gabelkoppleranordnung für die Steuerung der Positionsanzeige im Bild 5.33; a – Anordnung für große Positionierungsschritte, b – für kleine Bewegungsschritte mit Hilfe einer Keilsonde, c – für Winkelpositionen

Anordnung von Gabelkopplern möglich. Hierzu werden von einem rotierenden Teil nacheinander die Gabelschranken unterbrochen.

In den angeführten Beispielen wird durch die Gabelschranken eine Analog–Digitalwandlung vorgenommen. Die Auswertung der Schrankensignale kann in verschiedener Weise erfolgen. Durch Verknüpfung der Fototransistoren zu einer Schaltlogik ist beispielsweise ein Vor-/Rückwärtszähler ansteuerbar. Den Zählerstand zeigt eine 7-Segment-Anzeige an. Im Bild 5.33 ist eine 10stu-

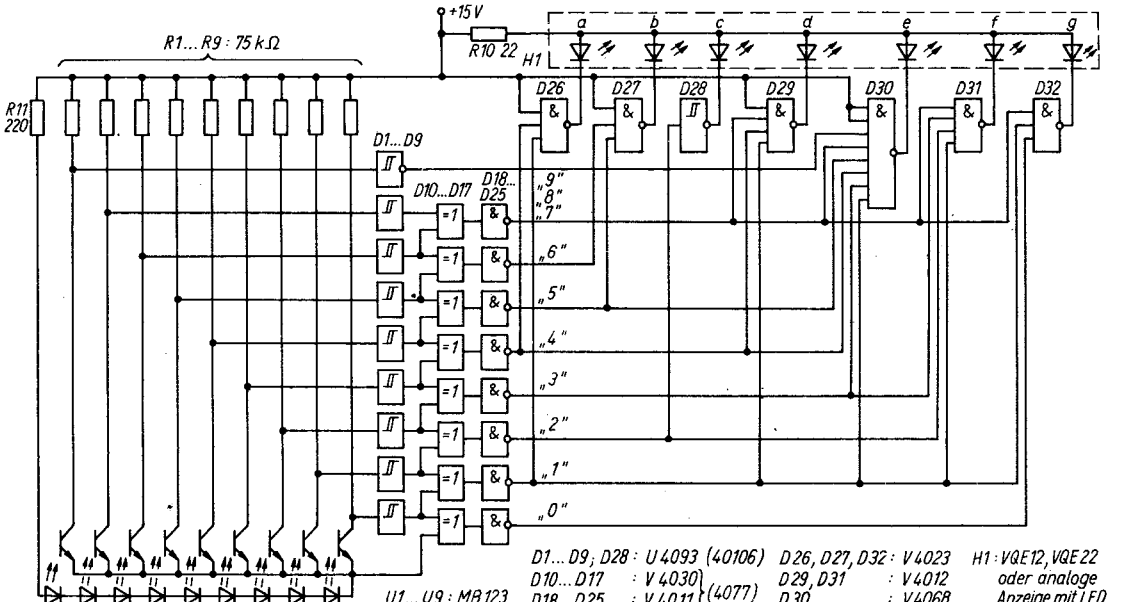


Bild 5.33 Schaltung zur digitalen Anzeige von 10 Lagepositionen. Die Emitter der Fototransistoren müssen an Masse liegen

fige Auswerteschaltung mit Gattern zur Dekodierung der Positionsschritte dargestellt. Die Anzeige erfolgt durch ein LED-Zifferanzeigebauelement mit gemeinsamer Anode, z.B. *VQB 28*. Beim Einsatz der 1½stelligen *VQE 12* oder *VQE 22* ist die nicht benötigte 1. Stelle ggf. abzudecken.

Mit neun Gabelkopplern werden die Schritte 1 bis 9 erkannt. Die Nullposition kommt zur Anzeige, wenn die Blende sich außerhalb der Gabelschranken befindet und folglich alle Fototransistoren bestrahlt werden. Jedem Fototransistor ist ein Schmitt–Trigger nachgeschaltet, um auch bei langsamen Bewegungsabläufen ein eindeutiges Schaltverhalten zu erreichen. 8 EX-NOR-Logiken (EX-OR + Inverter) erzeugen einen 1- aus 10-Kode, der durch NAND-Gatter D26-D32 in einen 7-Segment-Kode zur Ansteuerung der Zifferanzeige umgesetzt wird. Sofern EX-NOR-Schaltkreise verfügbar sind, läßt sich die benötigte Logikfunktion durch diese (*V 4077*) herstellen. Die nachgeschalteten Inverter aus *V 4011*-Gattern entfallen. Auf diese Ausweichlösung wird im Bild hingewiesen. Eine EX-NOR-Logik führt am Ausgang nur dann L-Pegel, wenn an beiden Eingängen unterschiedliche Pegel anliegen. Das ist dann der Fall, wenn der dem Gatter zugeordnete Fototransistor bestrahlt und der vorher befindliche bereits abgedeckt ist. Für das Nullgatter wird dieser Schaltzustand durch Massebelegung eines Gattereingangs erzwungen. Bei der gewählten Ansteuerung der Zifferanzeige wurde von der Erkenntnis ausgegangen, daß bei der Darstellung der Ziffern 0 bis 9 im Mittel 4,9 Segmente angesteuert werden, während 2,1 Segmente im Mittel dunkel bleiben. Es ist daher schaltungstechnisch günstiger, von einer angesteuerten Ziffer 8 auszugehen (alle Gatterausgänge „L" und somit alle Gattereingänge H-Potential) und die davon abweichenden Ziffern durch Abschalten der nicht benötigten Segmente zu erzeugen. Zur Darstellung der Ziffer 8 wird lediglich die für die Ziffer 7 durchgeführte Abschaltung der Segmente d, e, f und g wieder aufgehoben. Im Schaltungsbeispiel erhalten alle Segmente einen gemeinsamen Vorwiderstand. Je nachdem, wie viele Segmente angesteuert werden, fließen Segmentströme zwischen 7 und 20 mA. Die Schwankungen der Segmentströme sind vertretbar, da das menschliche Auge keine Vergleichsmöglichkeit mit einer zweiten Zifferanzeigestelle hat, die Ziffern nacheinander dargestellt werden und schließlich Lichtstärkeunterschiede erst über 100% auffällig in Erscheinung treten. Eine auf mehrere Stellen erweiterte Anzeige

sollte unbedingt mit einzelnen Segmentvorwiderständen ausgerüstet sein.

5.9. Anwendungsbeispiele

5.9.1. Optoelektronische Koppler in der Leistungselektronik

Der optoelektronische Koppler kann aus mehreren Gründen zur Ansteuerung einer leistungselektronischen Schaltungsgruppe eingesetzt werden:

- Verbinden von Schaltungskomplexen mit unterschiedlichem Potential (siehe auch Interface TTL-CMOS),
- Ausschließen von Störimpulsen aus dem Schaltungsteil der Leistungselektronik auf die Steuerelektronik,
- Anforderungen an die Berührungssicherheit des Gerätes.

Diese Schaltungen werden als elektronische Relais bezeichnet.
Im Bild 5.34 steuert der Optokoppler zwei antiparallel geschaltete Thyristoren. Die IR-Diode des Optokopplers kann durch eine Logikschaltung angesteuert werden. Über den Transistor V1 wird die IRED gesteuert. Der angestrahlte Fototransistor bildet mit V2 eine durchgesteuerte Darlingtonstufe. Über V2 fließt der durch $R4$ begrenzte Zündstrom in die Gateelektrode des Thyristors V3. Im Einschaltmoment zündet der Thyristor V3 bevorzugt. Während der Zeit des Stromflusses (positive Halbwelle) durch V3 und R_L

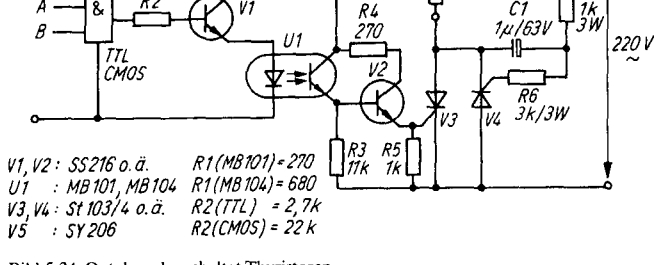


Bild 5.34 Optokoppler schaltet Thyristoren

wird über V5 und $R7$ $C1$ aufgeladen. Die der positiven Halbwelle der Netzspannung folgende (negative) Halbwelle läßt V3 verlöschen. Da zum gleichen Zeitpunkt die positive Halbwelle an der Anode des Thyristors V4 anliegt, zündet dieser. Der für die Zündung benötigte Zündstrom wird dem zuvor aufgeladenen Kondensator $C1$ entnommen. Die Diode V5 verhindert, daß die in $C1$ gespeicherte Energie ins Netz zurückfließt. Nachteilig für dieses Schaltungskonzept ist der Betrieb des Optokopplers auf der Starkstromseite mit einer gesonderten Gleichspannung. Schaltungstechnische Möglickeiten, diese zusätzliche Spannungsquelle zu umgehen, sind in folgenden Abschnitten enthalten. Für Thyristoren mit großem Zündstrombedarf muß auf die Schaltungsversion mit zusätzlicher Spannungsquelle zurückgegriffen werden.

5.9.2. Optokoppler–Leistungsschaltstufe mit Triac

In der Schaltung Bild 5.35 erhält die Gateelektrode des Triac Zündpotential und Zündstrom aus einer Spannungsteileranordnung. Auf diese Weise wird der Einsatz eines Diac als Zündhilfe umgangen. Bei positiver Halbwelle an H2 entsteht an der unteren Hälfte des Spannungsteilers V6, V7, $R3$ eine Spannung, deren Größe durch die leitende Z-Diode festgelegt ist. Die Z-Diode V6 ist während der positiven Halbwelle in Durchlaßrichtung geschaltet und hat während dieser Zeit keine spezifischen Aufgaben. Der in Größe und Phasenlage durch $C1$, $R2$, V6 und V7 festgelegte Ga-

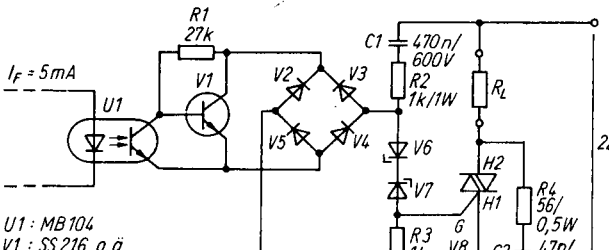


Bild 5.35 Optokoppler schaltet einen Triac

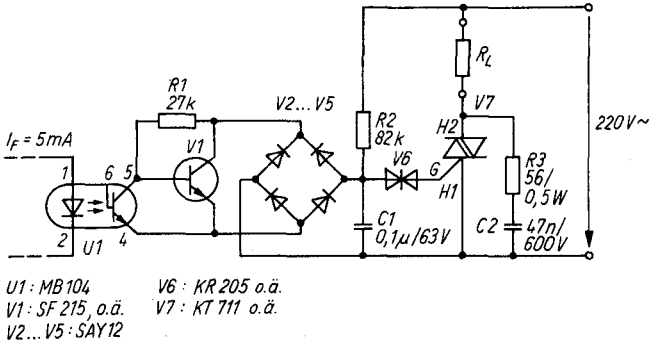


Bild 5.36 Optokoppler schaltet Diac/Triac

testrom steuert den Triac in den leitenden Zustand. Gleiches geschieht, wenn im nächsten Intervall die positive Halbwelle an H1 wirksam wird. Jetzt wechseln die Z-Dioden ihre Funktion.

Die Ansteuerung des Triac ist in beschriebener Weise möglich, solange der Transistor V1 gesperrt ist und für den von ihm überbrückten Zweig der Diodenbrücke lediglich eine in die Funktion der Schaltung nicht eingreifende hochohmige Belastung darstellt. Das ist bei angesteuertem Optokoppler und damit bestrahltem Fototransistor der Fall. Erhält der Fototransistor keine Bestrahlung, dann leitet V2 und bildet einen Nebenschluß über den entsprechenden Brückenzweig der Diodenanordnung. Der vom Punkt A über V3, V1 und V5 nach B fließende Strom erzeugt einen Spannungsabfall, der sich aus den Durchlaßspannungen von V3 und V5 sowie der Kollektor-Emitter-Spannung zusammensetzt. Für die Funktion der Schaltung ist es von Bedeutung, daß die Summe dieser Spannungen unter dem Wert der Z-Spannung von V6 bzw. V7 zuzüglich der Durchlaßspannung der anderen in Durchlaßrichtung befindlichen Z-Diode liegt. Unter der genannten Bedingung kann die Z-Diode nicht durchschalten. Es fließt demnach kein Zündstrom in die Gateelektrode. Der Stromfluß durch den Triac bleibt unterbrochen und somit die Last R_L ebenfalls stromlos. Der kapazitive Widerstand von $C1$ ist für die Größe des Gatestroms I_{gT} ausschlaggebend. Die vorliegende Dimensionierung erlaubt Triacs mit Gateströmen von $I_{gT} \leqq 40$ mA anzusteuern.

Das Bild 5.36 zeigt eine Steuerschaltung, die eingangsseitig der im Bild 5.35 erläuterten entspricht. Die Ansteuerung des Triac übernimmt in dieser Schaltung ein Diac. Der Kondensator lädt sich über $R2$ auf, wenn er durch die parallel liegende Diodenstrecke nicht kurzgeschlossen ist. Das ist bei angesteuertem Optokoppler der Fall. Erreicht die Ladespannung an $C1$ die Durchbruch-/Zündspannung des Diac V6 (30 ... 35 V), entlädt sich die gespeicherte Energie in Form eines kräftigen Zündimpulses in das Gate des Triac. Bei nichtangesteuertem Optokoppler entsteht über V1 und den Dioden V2 ... V5 ein Nebenschluß. Die Ladespannung am Kondensator $C1$ erreicht lediglich einen Spannungswert, der sich zusammensetzt aus den Durchlaßspannungen der Dioden V2 ... V5 und U_{CE} des Transistors V1. Diese Spannung liegt weit unter dem Wert der Durchbruchsspannung/Zündspannung des Diac. Die Ansteuerung des Triac unterbleibt. Wegen der Entnahme der Zündenergie aus einem Kondensator eignet sich diese Ansteuerung besonders für Triacs mit hohem Zündstrombedarf.

In der Schaltung Bild 5.37 werden zwei Triacs durch einen Optokoppler wechselweise ein- bzw. ausgeschaltet. Der Fototransistor im Optokoppler und der Transistor V1 bilden eine Darlingtonstufe. V1 überbrückt im leitenden Zustand die Diodenbrücke V2 ... V5. Für den Triac V6 kann über $C1$, $R1$, V2, V1 und V5 ein Steuerstrom fließen. Der Triac V9 zündet nicht, da die Summe der Durchlaßspannungen der Dioden V2 ... V5 und U_{CE} des Transistors V1 kleiner ist als die Summe aus der Z-Spannung von V8, der Durchlaßspannung von V7 und der Gate-H1-Spannung des Triac V9.

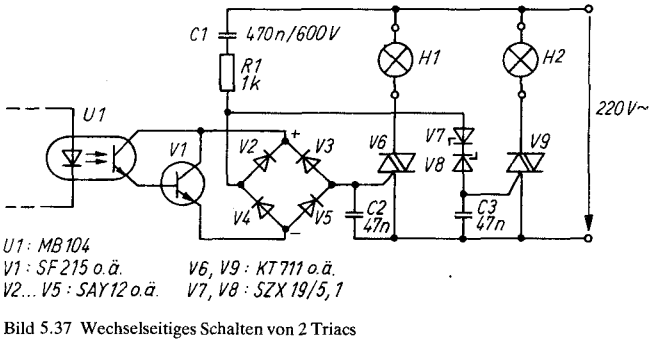


Bild 5.37 Wechselseitiges Schalten von 2 Triacs

Anwendbar ist diese Schaltung zum Beispiel in elektronischen Belichtungszeitgebern. Wird die Beleuchtungseinrichtung des Vergrößerers eingeschaltet, geht zwangsläufig die Dunkelkammerlampe aus.
In Bild 5.38 erhält der Triac den Zündstrom aus einer separaten Gleichspannungsquelle über den Transistor V2 und $R3$, der den Zündstrom begrenzt. Der Triac ist bei nichtangesteuertem Optokoppler U1 gezündet, da in diesem Fall der pnp-Transistor V1 leitend ist. Seine Basis hat über $R1$ Massepotential. Bei bestrahltem Fototransistor wird die Basis von V1 annähernd auf das Potential der Betriebsspannung und der des Emitters angehoben. Der dadurch ausbleibende Basisstrom sperrt V1. Es kann damit kein Zündstrom fließen, der Triac V2 ist ebenfalls gesperrt.

5.9.3. Universelles elektronisches Lastrelais

Verglichen mit einem mechanischen Relais, zeichnet sich das elektronische Relais durch folgende Vorzüge aus: Geräuschlosigkeit, keine Störfunken, kein Kontaktabbrand. Das elektronische Lastrelais ist überall dort einsetzbar, wo bisher herkömmliche elektromechanische Relais verwendet wurden, zum Beispiel in Treppenautomaten, Schaltuhren, Temperaturreglern u. a. m. Die charakteristischen Eigenschaften eines mechanischen Relais besitzen auch elektronische Relais:
Große Lasten werden mit kleiner Steuerleistung geschaltet, und der Steuerkreis ist vom Lastkreis galvanisch, d. h. berührungssicher durch einen Optokoppler, getrennt.

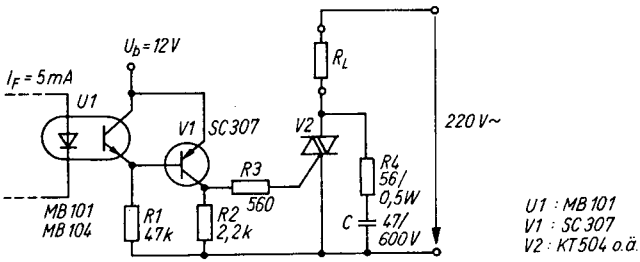


Bild 5.38 Optokoppler schaltet Fremdspannungsquelle U_b für Triaczündung

Zu beachten bleibt, daß der maximal zu schaltende Laststrom der Verlustleistung und der Kühlung des Triac-Gehäuses entsprechen muß.

Der Steuerkreis des elektronischen Relais (Bild 5.39) kann mit einer Steuerspannung im Bereich von 3 bis 30 V belegt werden. In diesem Spannungsbereich fließt durch die IR-Diode des Optokopplers U1 ein nahezu konstanter Strom von $I_F \approx 5$ mA. Der Feldeffekttransistor V1 wirkt als Konstantstromquelle; die Diode V2 ist als Verpolschutz gedacht, kann aber auch entfallen. Gleiches trifft auch für den Feldeffekttransistor zu, wenn der Optokoppler aus einer bekannten Steuerquelle betrieben werden soll.

Bei bestrahltem Fototransistor sperrt der Transistor V3. Dadurch kann über $R4$ (150 k) Gatestrom in den Thyristor V4 fließen, dieser zündet und überbrückt die Dioden V5 ... V8. Über die Bauelemente V5, V4, V8 erhält daraufhin die Gateelektrode des Triac V9 Zündstrom.

Das Spannungsteilerverhältnis der Widerstände ist so dimensioniert, daß in der Nähe des Nulldurchganges der Wechselspannung der Transistor V3 gesperrt ist, wodurch der Thyristor V4 und schließlich der Triac V10 in diesem Bereich der momentanen Wechselspannung zünden können. Bewertet wird die von der Diodenbrücke abgegebene Gleich-(Halbwellen-) Spannung. Ist der Momentanwert größer als 30 V, entsteht am Abgriff zwischen $R2$

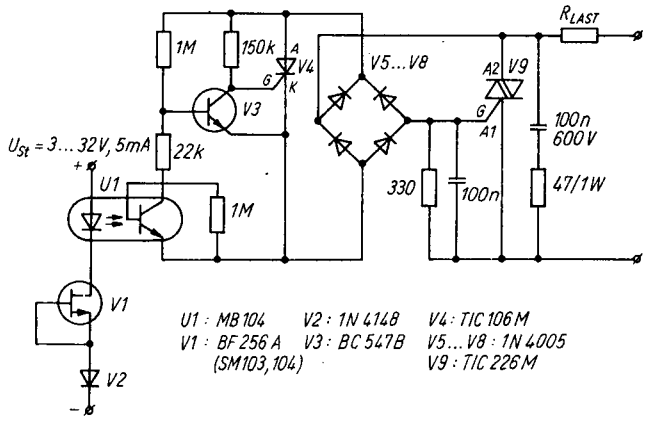


Bild 5.39 Universelles elektronisches Relais

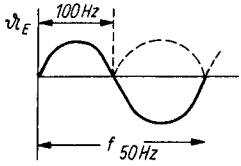


Bild 5.40
100-Hz-Halbwellen aus 50-Hz-Netzfrequenz durch Zweiweg- oder Brückengleichrichtung

und $R3$ eine Basis-Emitter-Spannung von $U_{CE} \geqq 0{,}6$ V. Unter dieser Bedingung ist der Transistor V3 durchgesteuert und legt den Gateanschluß praktisch auf Massepotential.

5.9.4. Netzsynchrone 50-Hz- bzw. 100-Hz-Impulse mit Optokopplern

Den Genauigkeitsanforderungen für eine bestimmte Gerätekategorie genügt eine aus der Netzfrequenz abgeleitete Zeitbasis. Diese Taktimpulse sind für einfache Zeitsteuergeräte, für Belichtungszeitgeber und gelegentlich auch für spezielle Digitaluhren verwendbar. Am häufigsten werden 100-Hz-Halbwellen als Ausgangsfrequenz herangezogen. Sie lassen sich aus der 50-Hz-Netzfrequenz gewinnen, indem neben den positiven auch die negativen Halbwellen (Bild 5.40) genutzt werden. 100-Hz-Halbwellen entstehen bei der Zweiweg- und der Brückengleichrichtung. Durch zwei Optokoppler erzeugte 100-Hz-Impulse haben den Vorteil, daß sie von der übrigen Schaltung potentialfrei sind und zu dieser einen hohen Störabstand aufweisen.

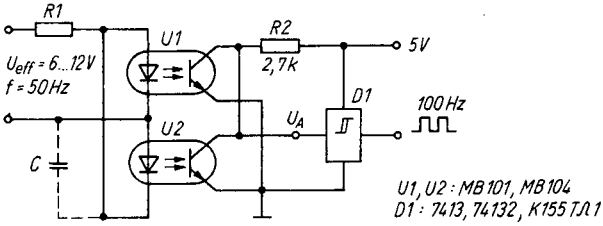


Bild 5.41 Potentialfreie TTL-gerechte 100-Hz-Frequenz

Optokoppler steuert TTL-Schmitt-Trigger

Die IR-Dioden der beiden Optokoppler U1 und U2 (Bild 5.41) sind antiparallel geschaltet und über einen gemeinsamen Vorwiderstand $R1$ mit der Wechselspannungsquelle verbunden. Der Widerstand $R1$ begrenzt den Durchlaßstrom I_{FRM} für die jeweils von einer positiven Halbwelle durchflossenen IRED. Der Vorwiderstand errechnet sich aus:

$$R1 = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{I_{FRM}} \,. \tag{41}$$

Für eine Trafospannung von $U_{eff} = 8$ V und einen Durchlaßspitzenstrom von $I_{FRM} = 20$ mA muß $R1 = 0{,}56$ kΩ betragen.

Da immer nur eine der beiden IRED von der positiven Halbwelle durchflossen werden kann, liegt an der in Sperrichtung befindlichen IRED die Durchlaßspannung der stromführenden IRED von $U_F \approx 1{,}2$ V. Die Durchlaßspannung hat für die andere IRED die Funktion einer Sperrspannung, die auf den genannten Wert begrenzt bleibt. Die nichtbetriebene IRED ist auf diese Weise vor unzulässig hohen Sperrspannungen ($-U_{Rmax} = 6$ V) geschützt. Der Kondensator bildet mit dem Vorwiderstand ein frequenzabhängiges RC-Glied, welches Störimpulse aus dem Netz weitgehend unterdrückt. Ist $R1$ ein veränderlicher Widerstand, so können mit diesem die Schaltpunkte der Fototransistoren in den Optokopplern beeinflußt werden. Am gemeinsamen Vorwiderstand $R2$ der Fototransistoren entstehen 100-Hz-Halbwellen, die den Schmitt-Trigger steuern und an dessen Ausgang systemgerechte Rechteckimpulse verfügbar sind. An Stelle der im Bild benannten TTL-Typen sind auch die entsprechenden CMOS-IS einsetzbar.

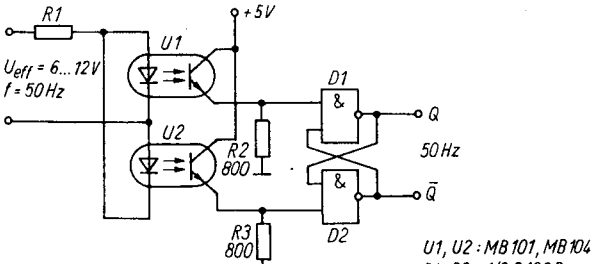


Bild 5.42 Potentialgetrennte 50-Hz-Rechteckimpulse mittels RS-Flip-Flop

Optokoppler steuert RS-Flip-Flop

Die Schaltung Bild 5.42 gleicht eingangsseitig der des Bildes 5.41. Die Fototransistoren arbeiten in dieser Schaltung mit getrennten Arbeitswiderständen $R2$ und $R3$. An den Widerständen entsteht abwechselnd H- und L-Potential. Mit HL-Impulsflanken wird das aus zwei *D 100*-Gattern zusammengesetzte RS-Flip-Flop wechselseitig getaktet. Schalten läßt sich jeweils der Gattereingang, dessen Fototransistor vom leitenden in den gesperrten Zustand übergeht. Über den Emitterwiderstand erhält der Gattereingang L-(Masse-) Potential.

An den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ sind zueinander komplementäre 50-Hz-Rechteckimpulse entnehmbar.

Das Bild 5.43 zeigt eine Schaltung, in der die IRED der Optokoppler U1 und U2 Bestandteil einer Gleichrichterbrückenschaltung sind. Die IRED werden in der Schaltungsanordnung mit Gleichstrom betrieben, wobei aber durch den Richtungswechsel der positiven Halbwelle immer nur eine der beiden IRED stromführend ist. In dieser Schaltung werden die Gatter vom jeweils bestrahlten Fototransistor geschaltet, da dessen Kollektorpotential den Gattereingang auf U_{CE} = „L" herabzieht.

5.9.5. Potentialfreies Setzen/Rücksetzen eines RS-Flip-Flop

Das Bild 5.44a enthält die Schaltung eines bistabilen Multivibrators, der mit den Fototransistoren der Optokoppler U1 und U2

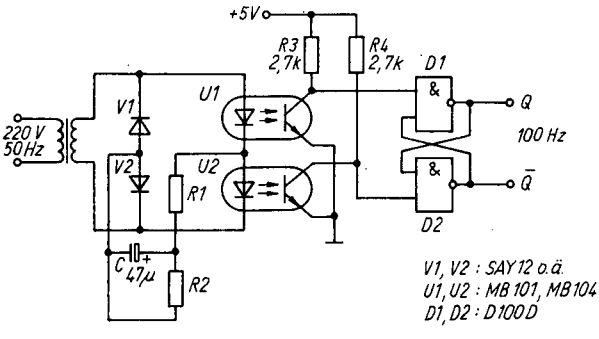


Bild 5.43 Optokoppler sind Bestandteil eines Brückengleichrichters, potentialfreie Erzeugung von Rechteckimpulsen mittels RS-FF

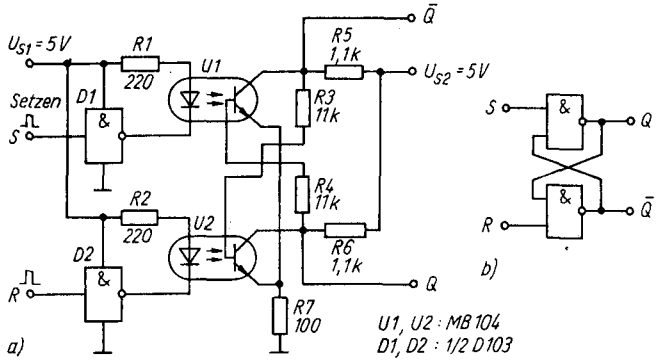


Bild 5.44 Potentialfreies Setzen/Rücksetzen eines RS-FF

aufgebaut ist. Die Funktion entspricht der Schaltung eines in der TTL- bzw. CMOS-Technik häufig verwendeten RS-FF (Bild 5.44b). Wichtig für diese Schaltung sind die potentialfreien stabilen Endlagen des RS-FF über den Setz- und Rücksetzeingang. Die Pegel an den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ wechseln ihr Potential von „H" nach „L" und umgekehrt, wenn über D1 oder D2 die zugehörige IRED angesteuert wird. Hierfür genügt ein kurzer H-Impuls. In diesem Schaltungsbeispiel sind Gatter mit offenem Kollektor *(D 103)* verwendet worden. Die Eingangsschaltung kann ebenso mit *D 100* Gattern realisiert werden.

5.9.6. TTL-Signalübertragung über verdrillte Leitungen mit Optokoppler

Für viele Anwendungen ist die Schaltung Bild 5.45a zur Verbindung von Gerätesystemen über längere Leitungen ausreichend. Allgemeine Angaben hierzu enthält der Abschnitt 4.6. Der Leitungswiderstand der verdrillten Übertragungsleitung und die Ausgangsschaltung des „Sender"-Gatters bestimmen den Durchlaßstrom durch die IRED des Optokopplers (Bild 5.45b). In der Ersatzschaltung sind die den Durchlaßstrom beeinflussenden Bauele-

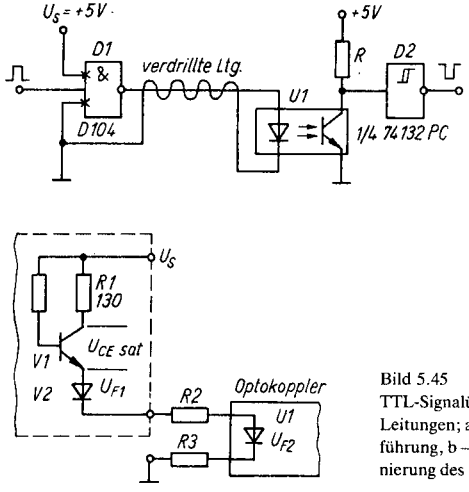


Bild 5.45
TTL-Signalübertragung auf Leitungen; a – Schaltungsausführung, b – Angaben zur Dimensionierung des IRED-Durchlaßstroms

mente und die in diesem Zusammenhang auftretenden Größen in der Gleichung enthalten. Der Durchlaßstrom berechnet sich zu:

$$I_F = \frac{U_S - U_{CEsat} - U_{F1} - U_{F2}}{R1 + R2 + R3}$$

$$= \frac{5 - 0{,}3 - 0{,}7 - 1{,}2}{130 + 14 + 14}\,\text{A} = 17{,}7\,\text{mA}. \qquad (42)$$

Eine Leitung ($l = 100\,\text{m}$, $d = 0{,}4\,\text{mm}$) hat einen Leitungswiderstand $R2 = R3 = 14\,\Omega$. Mit diesem Wert errechnet sich ein IRED-Durchlaßstrom von $I_F \approx 18\,\text{mA}$.
Unter Berücksichtigung des Stromübertragungsverhältnisses des Optokopplers von CTR = 0,2 ≙ 20% ergibt sich ausgangsseitig ein Strom $I_{OL} = 4\,\text{mA}$. Um die Auswirkungen von möglichen Streuungen der elektrischen Parameter der an der Schaltung beteiligten Bauelemente und von Betriebsspannungsschwankungen abzufangen, wird für die Bestimmung des Vorwiderstandes des Fototransistors im Optokoppler mit 50% des tatsächlichen Stromes I_{OL} weitergerechnet: $I_{OL} = 2\,\text{mA}$. Die Gleichung für R lautet:

$$R = \frac{U_{CC}}{I_{OL} - I_{IL}\ (\text{Trigger-IS})}$$

$$= \frac{5}{2{,}0 - 1{,}6}\ \text{k}\Omega = 12{,}5\,\text{k}\Omega. \qquad (43)$$

Der vom Fototransistor angesteuerte Triggerschaltkreis dient der Impulsregenerierung.

5.9.7. Potentialfreie Impulsübertragung

Die potentialfreie Übertragung von Impulsen zwischen Schaltungs- oder Geräteabschnitten innerhalb eines digital arbeitenden Systems kann verschiedene schaltungstechnische Gründe haben, auf die bereits eingegangen wurde.

5.9.7.1. Impulsübertragung TTL–TTL

Das Bild 5.46a zeigt eine Schaltung, in der ein Optokoppler die Verbindung zwischen zwei Schaltungseinheiten in TTL-Technik herstellt. Das die IRED treibende Gatter D1 ist ein Standardgatter *D100*. Es sind auch Gatter mit offenem Kollektor einsetzbar, z. B. *D103*. Der dem Fototransistor nachgeschaltete Transistor V1 dreht das an der Basis anliegende Signal in der Phase, so daß das Ausgangssignal am Gatter D2 phasengleich mit dem Eingangssignal ist. D2 sorgt für eine TTL-gerechte Impulsformung.

5.9.7.2. Impulsübertragung CMOS-TTL

Das Bild 5.46b zeigt die Schaltungsausführung für eine potentialfreie Impulsübertragung vom Ausgang eines CMOS-Schaltkreises zum Eingang einer TTL-IS. Da der Ausgang eines CMOS-Gatters mit $I_{OL} = 0{,}36\,\text{mA}$ bei $U_{DD} = 5\,\text{V}$ bzw. $I_{OL} = 2{,}4\,\text{mA}$ bei $U_{DD} = 15\,\text{V}$ nicht in der Lage ist, die IRED des *MB104* ($I_{Fmax} = 40\,\text{mA}$) direkt zu treiben, muß dem Gatterausgang eine Leistungsstufe nachgeschaltet werden. Der Widerstand für $R1$ berechnet sich aus der Gleichung:

$$R1 = \frac{U_{DD} - U_{CEV1} - U_F}{I_F}. \qquad (44)$$

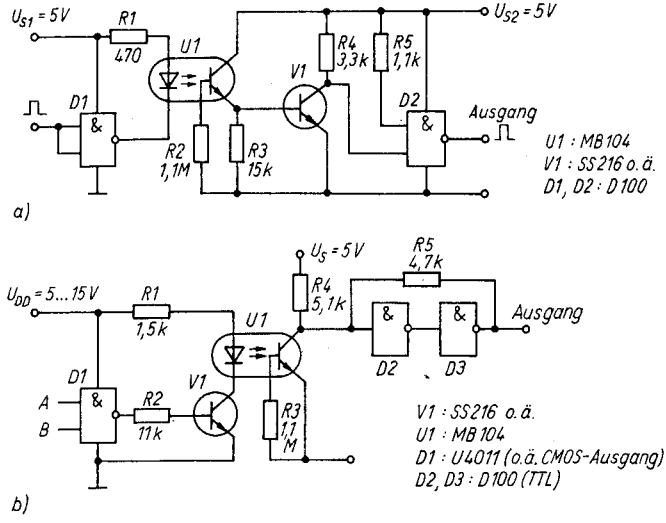


Bild 5.46 Potentialgetrennte Impulsübertragung; a – System TTL-TTL, b – System CMOS-TTL

Dem Fototransistor ist eine Gatterkombination D2, D3 nachgeschaltet, die durch den die Gatter überbrückenden Widerstand $R5$ Triggereigenschaften erhält.

5.9.8. Konstante Stromimpulserzeugung mit Optokoppler

Die Erzeugung hoher Stromimpulse durch Digitalschaltungen wird durch die im Bild 5.47 gezeigte Schaltung vereinfacht. Konstante Impulsströme ermöglichen kontrollierbare Anstiegs- und Abfallzeiten, die für diese Schaltung mit $t_r < 1\,\mu s$ und $t_f < 10\,\mu s$ angegeben werden. Die Abfallzeit wird durch einen Widerstand von 1 bis 2M Ω vergrößert, der zwischen Basis und Emitter des Optokopplers U1 eingeführt ist. Mit dieser Schaltung läßt sich auch Überschwingen beim Treiben eines Lastwiderstandes über einen großen Widerstandsbereich vermeiden.
Die Eigenschaften dieser Schaltung werden durch den Einsatz eines Optokopplers U1 mit einigen zusätzlichen Bauelementen er-

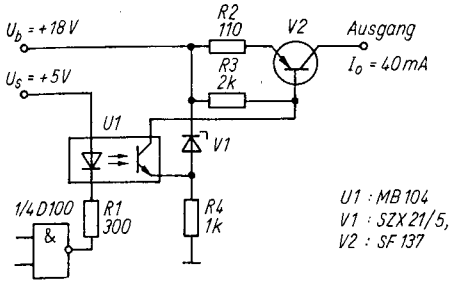


Bild 5.47 Konstante Stromimpulserzeugung mit einem Optokoppler

zielt. Durch den Optokoppler ergeben sich weitere Vorteile: galvanische Trennung der Logikschaltung vom Analogteil (U_b) und Betrieb über einen weiten, wählbaren Betriebsspannungsbereich mit hohen Ausgangspegeln. Der Ausgangsstrom I_o wird durch den Emitterwiderstand $R2$ festgelegt und ist in Abhängigkeit vom Transistortyp im Bereich von 1 μA bis zu einigen hundert Milliampere einstellbar. Der strombegrenzende Widerstand $R2$ berechnet sich aus der Gleichung

$$R2 = \frac{U_z - U_{BE}}{I_o}. \tag{45}$$

U_z : Z-Spannung von V1, $U_{BE} \approx 0{,}6$ V; Basis-Emitter-Spannung von V2

Schwankungen der Versorgungsspannung bleiben ohne Einfluß auf den Ausgangsstrom I_o, da durch die Z-Diode V1 die Basisspannung des Transistors V2 festgehalten wird. Ein Ausgangsstrom fließt, wenn am Gatterausgang L-Pegel anliegt. Unter dieser Bedingung fließt durch die IRED im Optokoppler Strom. Über den leitenden Fototransistor gelangt an die Basis des Längstransistors die Z-Spannung der Z-Diode V1 [34].

5.9.9. Trennverstärker für FS-Tonauskopplung

Die Schaltung im Bild 5.48 dient zur gefahrlosen Ankopplung von Kopfhörerverstärkern, Tonbandgeräten oder HiFi-Anlagen an die

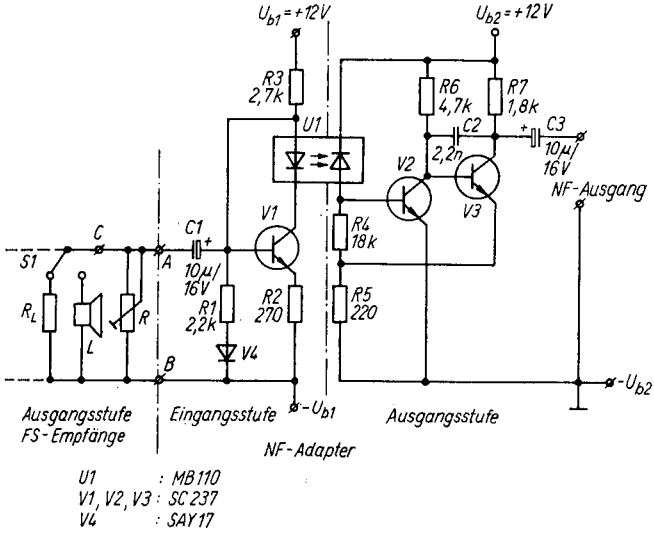


Bild 5.48 Trennverstärker zwischen FS-Tonquelle und NF-Verstärker

NF-Quelle von Fernsehgeräten, die nicht mit einer hierfür geeigneten Ausgangsbuchse ausgestattet sind.

Da die Chasssis der meisten Fernsehgeräte Verbindung mit dem Netz haben, darf der Anschluß besagter Geräte nur potentialfrei erfolgen. Die galvanische Trennung beider Gerätegruppen übernimmt ein Optokoppler mit einer Fotodiode als Empfängerbauelement im Koppler. Damit die galvanische Trennung zwischen der Eingangs- und der Ausgangsstufe gewährleistet ist, müssen für beide Stufen separate Stromversorgungen bereitgestellt werden. Die beiden Betriebsspannungen können einem gemeinsamen Transformator entnommen werden, sofern dies für jede Betriebsspannung aus einer getrennten Sekundärwicklung geschieht. Beide Wicklungen müssen sehr gut voneinander isoliert sein.

Die Eingangsstufe mit dem Transistor V1 wird durch die an der Lautsprecherschwingspule (4...8 Ω) AB abgenommene Niederfrequenz gespeist. Ist der Lautsprecher abschaltbar, dann wird die NF einem der Lautsprecherimpedanz äquivalenten Widerstand entnommen. Durch die IRED fließt ein Ruhestrom, der etwa

$I_F \approx 15\,mA$ beträgt. Bei NF-Ansteuerung pendelt der Ruhestrom um diesen Wert. Die Ausgangsstufe ist mit $R4$ und $R5$ stark gegengekoppelt, die Gesamtverstärkung ist gleich 1. Der Eingang AB kann auch an den FS-Tondemodulator angeschlossen werden. Hierzu ist die Eingangsimpedanz auf etwa $100\,k\Omega$ durch Änderung der Widerstände $R1 = R2$ in $220\,k\Omega$ anzuheben. Zur Lautstärkeanpassung ist ein Potentiometer ($R = 25\,k\Omega$) in die mit ABC gekennzeichneten Schaltungspunkte einzufügen. Die maximale Ausgangsspannung beträgt $U_{ss} = 6\,V$, der Frequenzgang bei einem Abfall um $-3\,dB$ etwa $10 \ldots 20\,kHz$ [39].

5.9.10. Optokoppler mit Fotothyristorfunktion

Die meisten Optokoppler sind mit einem Fototransistor als Empfängerbauelement ausgestattet. Für einige Anwendungen ist es wünschenswert, daß die Empfängerseite Thyristorverhalten zeigt. Solche Thyristoren werden grundsätzlich hergestellt, jedoch haben sie nur eine begrenzte Bedeutung erlangt. Die Schaltung im Bild 5.49 bleibt bei einem einmalig bestrahlten Fototransistor eingeschaltet. Das ist auch dann der Fall, wenn die Ursache des Schaltvorgangs wieder beseitigt ist. Steuert die „Fotothyristor"-Ausgangsschaltung eine Signaleinrichtung, so ist zu einem späteren Zeitpunkt erkennbar, daß beispielsweise an einer zu überwachenden Stelle eine zeitweilige Unregelmäßigkeit auftrat. Die durch den Fotothyristor gespeicherte Information ist durch kurzzeitiges Abschalten der Betriebsspannung U_{S2} löschbar. Das hier mit ei-

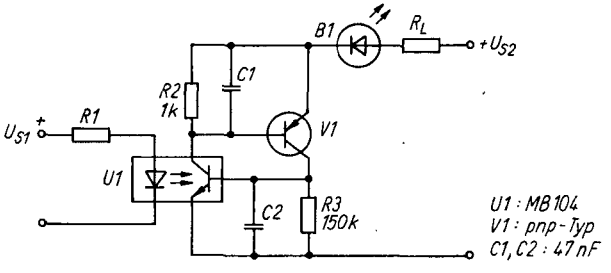
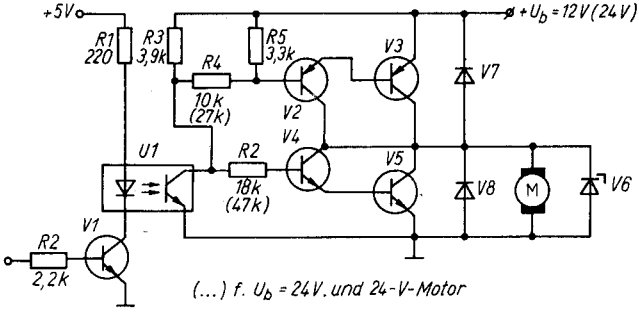


Bild 5.49 Optokoppler mit Fototransistorempfänger erhält durch Zusatzbeschaltung Fotothyristorfunktion

nem Optokoppler gezeigte Schaltungsprinzip ist auch mit einem diskreten Fototransistor realisierbar. Fotothyristoreigenschaften erhält der Fototransistor des Optokopplers durch die gezeigte Schaltungsausführung des Fototransistors mit dem pnp-Transistor V1. Der maximale Laststrom ist vor allem abhängig vom höchstzulässigen Kollektorstrom I_C des Fototransistors. Bei einem bestimmten Strom I_F durch die IRED zündet die Schaltungsanordnung. Durch einen Nebenschlußwiderstand kann der „Ansprechstrom" variiert werden. Die RC-Glieder im Basis- und Kollektorkreis des Transistors V1 verhindern ein „Über-Kopf-Zünden" des Fotothyristors.

5.9.11. Motorsteuerungen mit optoelektronischen Bauelementen

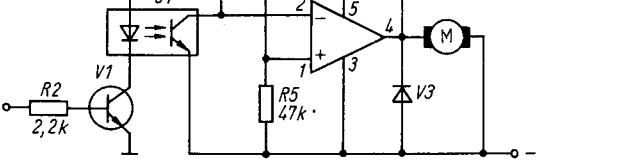
Motorantriebe bewegen Teile oder Gegenstände in eine bestimmte Position, die beispielsweise durch Sensoren fixiert ist. Die exakte Positionierung ist nur dann gewährleistet, wenn der Motor nach dem Abschalten der Stromversorgung ohne Nachlauf zum Stillstand kommt. Die vorgestellten Schaltungen beinhalten dazu eine elektronische Bremse. Die Steuerung des Motors erfolgt über



V1 : SS216 V5 : SD 335 o.ä.
V2 : SC 309 o.ä. V6 : SZX 19/15 (SZX 19/27)
V3 : SD 336 o.ä. V7, V8 : SY 360/0,5
V4 : SC 236 o.ä. U1 : MB 104

Bild 5.50 Schnellstoppschaltung mit diskreten Bauelementen

einen Optokoppler, da durch die galvanische Trennung des Steuerkreises vom Lastkreis Rückwirkungen durch Störungen des Kollektors auf die Steuerelektronik unterbunden werden.
Mit der Schaltung im Bild 5.50 kann über den Optokoppler U1 ein 12-V-Gleichstrommotor ein- oder ausgeschaltet werden. Der Motor ist bei bestrahltem Fototransistor eingeschaltet. Er erhält über die durchgesteuerte Darlingtonschaltung mit den pnp-Transistoren V2/V3 Betriebsstrom, da die Basis von V2 über R4 und dem Fototransistor auf Massepotential liegt. Das untere npn-Transistorpaar V4/V5 ist während dieser Zeit, da die Basis von V4 ebenfalls Massepotential erhält, gesperrt. Der Motor wird abgeschaltet, wenn die IRED stromlos ist. Dadurch erhält der Fototransistor keine Bestrahlung, so daß sein Kollektorpotential auf einen positiven Spannungswert ansteigt. Die als Ein/Aus-Schalter fungierenden Transistoren gehen in die Sperrphase über, der Motor erhält keinen Strom und könnte trägheitsbedingt nachlaufen. Das wird aber durch den Transistor V5 verhindert. Er wird im Abschaltmoment von V3 leitend und schließt die Motorwicklung unmittelbar kurz. In der kurzgeschlossenen Motorwicklung entsteht ein entgegengesetzt fließender Strom, der den Anker sofort stoppt. Die mit diskreten Bauelementen aufgebaute Schaltung im Bild 5.50 läßt sich mit einem NF-Leistungsverstärker-Schaltkreis *A 2030* entsprechend dem Bild 5.51 nachbilden. Die Verwendung dieses Schaltkreises bringt zusätzliche Vorteile gegenüber der Schaltung mit einzelnen Transistoren. Die Leistungs-IS enthält interne Schaltungen zur Strombegrenzung bei unzulässig großen Strömen und zum



V1 : SS216 A1 : A2030
V2, V3 : Si-Dioden U1 : MB104

Bild 5.51 Schnellstoppschaltung mit NF-Leistungs-IS *A 2030*

Schutz bei thermischer Überlastung. Beide Sicherheitsschaltungen verhindern die Zerstörung des Schaltkreises und möglicherweise auch die des Motorantriebs. Damit die thermische Sicherung nicht schon bei geringen Lasten anspricht, muß für ausreichende Wärmeabführung vom Schaltkreis durch einen entsprechend dimensionierten Kühlkörper gesorgt werden.

Will man den Motorantrieb auch in der Drehrichtung beeinflussen, so ist das mit einem weiteren Leistungsschaltkreis *A 2030* möglich (Bild 5.52). Die Motorsteuerung ist mit H-Potential am Gattereingang D3 eingeschaltet. Das gleiche Potential liegt auch am Eingang von D2 an, so daß beide Gatter, die Torfunktion haben, geöffnet sind. Je nachdem, ob für den Vorwärts- oder Rückwärtslauf des Motors am Eingang von G1 H- oder L-Potential anliegt, nehmen die Gatterausgänge D2 und D3 L- und H-Pegel an oder umgekehrt. Das bedeutet, daß immer nur eine der beiden IRED emittiert und somit auch nur ein Fototransistor bestrahlt wird. Über den leitenden Fototransistor erhält der nichtinvertierende Eingang des einen Leistungsverstärkers Massepotential, wodurch der invertierende Eingang positiver wird und der Verstärkerausgang auf den Wert von $-U_b$ abgesenkt wird. Für den anderen Leistungsverstärker ergeben sich die umgekehrten Verhältnisse. Durch den gesperrten Fototransistor ist der nichtinvertierende Eingang positiver als der invertierende. Die Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers entspricht etwa $+U_b$. Die Drehrichtung des Motors

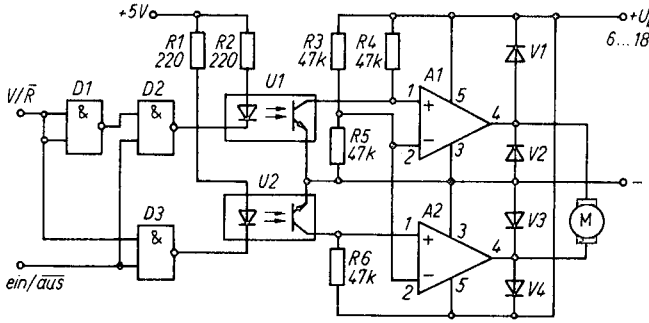


Bild 5.52 Schnellstoppschaltung und Rechts/Links-Steuerung mit *A 2030*

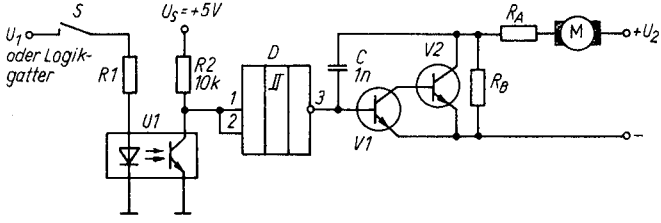
kehrt sich bei einem Polaritätswechsel an den Anschlußklemmen um. Das wird mit L-Potential am Eingang von D1 erreicht. Durch das in D1 invertierte L-Signal erhalten beide Eingänge von D2 H-Pegel, der Ausgang nimmt „L" an, und die IRED von V1 kann den Fototransistor bestrahlen. Die weiteren Vorgänge entsprechen in umgekehrter Form dem bereits geschilderten Funktionsverhalten.

5.9.12. Ein/Aus-Motorschalter oder Umschalter für 2 Drehzahlen (über Optokoppler)

Der Optokoppler trennt in der Schaltung (Bild 5.53) die Ansteuerelektronik von der Motortreiberschaltung zur Vermeidung von Rückwirkungen in der Steuerseite. Der Fototransistor des Optokopplers U1 steuert einen Schmitt-Trigger, der wiederum den Transistor V1 eindeutig ein- oder ausschaltet, unabhängig davon, ob der Fototransistor durch die IRED nur schleichend bestrahlt wird. Für die Ein/Aus-Funktion entfällt R_B. Durch Kurzschluß des Vorwiderstandes R_B (V2) entsteht eine Umschaltfunktion.

5.9.13. Motorumsteuerung durch Licht

Es folgen zwei Schaltungen, die einen Motor bei einer bestimmten Lichtstärke umsteuern. Einsetzbar sind derartige Umsteuerschaltungen zum Bewegen von lichtabschirmenden Blenden, Jalousien oder Vorhängen. Mit deren Stellung vor einer Lichtquelle (Fen-



U1: MB 101, MB 104 D: 1/4 74 132 PC
V1: SC 236 o. ä.
V2: SD 335 o. ä. (Motorstrom berücksichtigen)

Bild 5.53. Einfacher Motor-Ein/Aus-Schalter mit Optokoppler

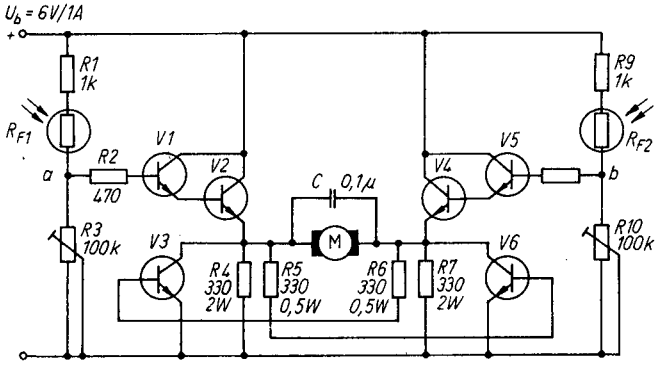
ster) kann eine bestimmte Raumhelligkeit bei sich ändernder Beleuchtungsstärke eingehalten werden.

Schaltung Bild 5.54

Bei gleicher Beleuchtungsstärke für die Fotowiderstände R_{F1} und R_{F2} kann an den Anschlußklemmen des Motors keine Spannungsdifferenz entstehen. Es fließt durch den Motor kein Strom, er befindet sich im Stillstand. Nur bei unterschiedlichem Lichteinfall tritt an den Motorklemmen eine Spannungsdifferenz auf, die einen Stromfluß hervorruft, der den Motor antreibt. Die Drehrichtung hängt von der an den Motoranschlußklemmen anliegenden Polarität ab. Ist beispielsweise der Fotowiderstand R_{F1} stärker beleuchtet als R_{F2}, dann ist an „a" die Spannung positiver. Diese Schaltung kann zur Einhaltung einer Richtung oder zur Führung eines (sich bewegenden) Systems nach einem Positionslicht eingesetzt werden. Richtungsabweichungen aus der vorgesehenen Bahn machen sich für die Fotowiderstände als Beleuchtungsstärkeänderungen bemerkbar, die die Elektronik zur Kurskorrektur verarbeitet.

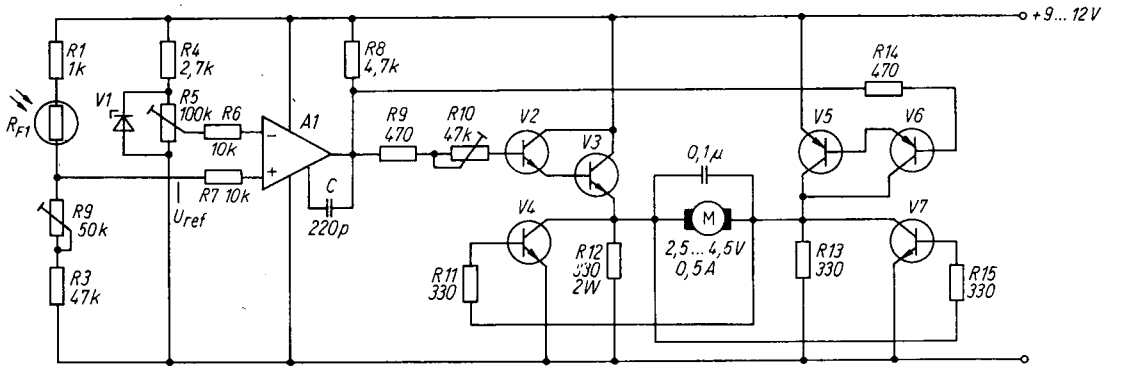
Schaltung Bild 5.55

Bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke ändert der Motor seine Drehrichtung. Der Schaltpunkt (Schwellwert) läßt sich mit dem



R_{F1}, R_{F2} : WK 650 37, o.ä. V2, V3, V4, V6 : SD 335
V1, V5 : SF 126 o.ä. M : 2,5 ... 4,5 V/0,5 A

Bild 5.54 Drehrichtungssteuerung in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärkedifferenz zwischen Fotowiderständen



R_F : WK 650 37 V3, V4, V7 : SD 335
V1 : SZX 18/6,2 V5 : SD 336
V2 : SS 216 o.ä. A1 : B 761
V6 : SC 309

Bild 5.55
Drehrichtungswechsel erfolgt bei einem bestimmten Beleuchtungsstärkeschwellwert

Widerstand $R2$ einstellen. Der Fotowiderstand ist Bestandteil einer Brückenschaltung, deren Diagonalspannung einen Komparator beeinflußt. Die Abweichung der Brückenspannung wird vom nichtinvertierenden Eingang (+) des Operationsverstärkers bewertet und zur Motorumsteuerung herangezogen. Vergrößert sich die Beleuchtungsstärke für den Fotowiderstand über einen einmal eingestellten Schwellwert hinaus, so wird die Spannung am nichtinvertierenden Eingang größer sein als die am invertierenden. Der Ausgang des Operationsverstärkers reagiert darauf mit einem Pegelwechsel von Masse in Richtung der Betriebsspannung oder, anders ausgedrückt, von „L" nach „H". Der H-Pegel steuert die Transistoren der Darlingtonstufe V2/V3 in den leitenden Zustand, während die komplementäre Darlingtonstufe mit den Transistoren V5/V6 gesperrt wird. Die Stromversorgung des Motors erfolgt in diesem Fall über V3 und V7. V8 ist durchgesteuert, da dessen Basis über den Emitter nahezu Betriebsspannungspotential erhält.
Die Verhältnisse kehren sich um, wenn die Beleuchtungsstärke den eingestellten Schwellwert unterschreitet. Der invertierende Eingang ist jetzt positiver als der nichtinvertierende, so daß das Potential des Ausganges annähernd Massepotential annimmt. Es sperren V2, V3 und V7, leitend werden V4, V5 und V6. Für den Motor entsteht dadurch ein Richtungswechsel des Stromes, er beginnt in die andere Richtung zu drehen. $R10$ dient zum Abgleich der Motorbrückenschaltung. Die Spannung am Motor muß in beiden Drehrichtungen gleich sein. Der Motor nimmt keine Ruhelage ein, er dreht immer in die eine oder andere Richtung.

5.9.14. Lichtgesteuerte akustische Warn- oder Alarmschaltungen

Schaltung Bild 5.56a
Die Schaltung erzeugt einen Warnton bei beleuchtetem Fotowiderstand R_{F1}. Die Gatter D1 und D2 bilden einen Multivibrator, für die Tonfrequenz von 800 Hz. Die parallelgeschalteten Gatter D3 und D4 treiben die Endstufentransistoren. Solange der Fotowiderstand unbeleuchtet ist, bleibt er hochohmig, so daß der Gattereingang D1 im Knotenpunkt von R_{F1} und $R1$ praktisch Massepotential erhält. Der Multivibrator kann unter dieser Bedingung nicht anschwingen, es wird kein Alarmton abgegeben. Bei be-

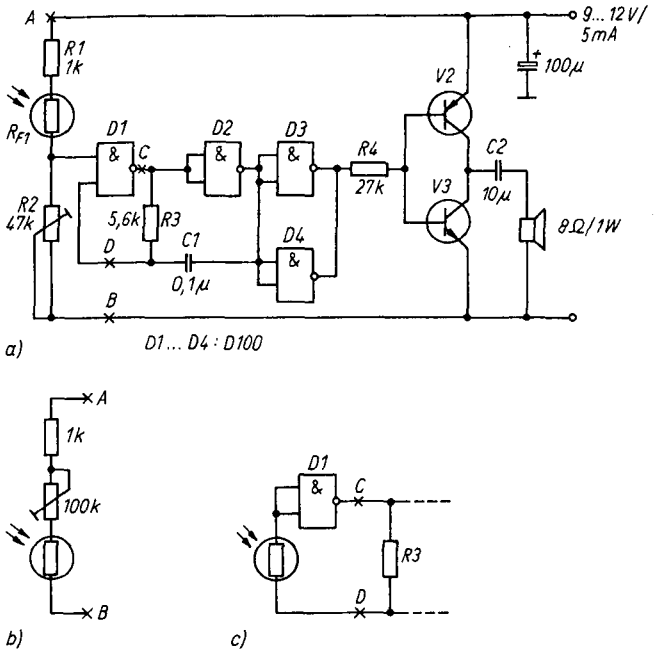


Bild 5.56 Lichtgesteuerter akustischer Alarm; a – bei beleuchtetem Fotowiderstand, b – bei abgedunkeltem Fotowiderstand, c – Beleuchtungsstärke, durch Tonhöhe signalisiert

leuchtetem Fotowiderstand verschiebt sich das am Gattereingang liegende Signal in positiver Richtung, wodurch der Multivibrator schwingt und die Endstufe ansteuert.

Mit einer Schaltungsänderung gemäß dem Schaltungsdetail nach Bild 5.56b reagiert die Gesamtschaltung mit einem Alarmton bei abgedunkeltem Fotowiderstand. Der Fotowiderstand ist unter dieser Beleuchtungsbedingung hochohmig und der Spannungsabfall dementsprechend groß und positiv genug, um den Multivibrator schwingen zu lassen.

Eine andere Art der akustischen Signalauslösung ist durch die im Bild 5.56c gezeigte Schaltungsergänzung erreichbar. Sich verändernde Beleuchtungsstärken signalisiert die Schaltung durch eine entsprechende Tonhöhe.

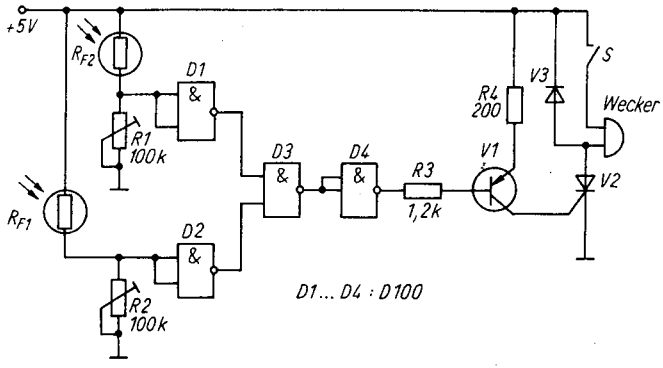


Bild 5.57 Daueralarm bei einem Fotowiderstand oder bei zwei beleuchteten Fotowiderständen

Schaltung Bild 5.57

Diese Schaltung dient der Überwachung oder der Kontrolle von zwei Objekten, die sich zwischen der Lichtquelle und den Fotowiderständen befinden. Entfällt die Abdunklung des einen oder/und des anderen Fotowiderstandes, wird Daueralarm erzeugt. Hierfür sorgt der einmal gezündete Thyristor. Der Alarm muß durch Öffnen des Schalters *S* gelöscht werden.

Schaltung Bild 5.58

Diese Schaltung ist für zwei prinzipiell unterschiedliche Überwachungsaufgaben einsetzbar:

- Befindet sich der Schalter in der Stellung „a", sind die Gatter D1 bis D3 zu einer „OR"-Funktion verknüpft. Der Multivibrator wird nur dann einen Warnton erzeugen, wenn am Ausgang von D3 H-Pegel verfügbar ist. Dieser Fall tritt ein, wenn für einen beliebigen Fotowiderstand oder für beide Fotowiderstände die Beleuchtung ausfällt. Es sei dahingestellt, ob solch ein Fall durch eine defekte Lichtquelle oder durch mechanische Einwirkung im Strahlengang hervorgerufen wird.
- In der Schalterstellung „b" erhält die logische Schaltung durch das hinzukommende Gatter D4 „NOR"-Funktion. Ein Alarmsignal wird hiernach nur unter der einzigen Bedingung erzeugt, daß beide Fotowiderstände beleuchtet sind. Bei jeder anderen

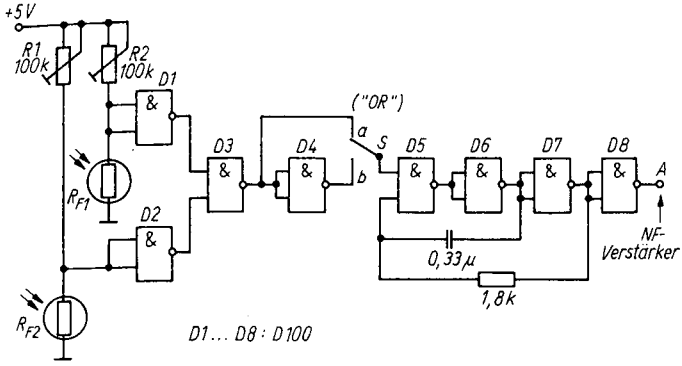


Bild 5.58 Alarmton bei Schalterstellung a: ein oder zwei Fotowiderstände sind beleuchtet; Schalterstellung b: beide Fotowiderstände sind beleuchtet

Beleuchtungskombination erfolgt keine Alarmsignalabgabe, da in jedem dieser Betriebsfälle am Ausgang des Gatters D4 (– Eingang Gatter D5) L-Pegel wirksam wird.

5.9.15. Dämmerungsschalter, Helligkeitssteuerungen

Die folgenden Schaltungen haben die Eigenschaft, bei einem bestimmten Beleuchtungspegel einen Schalt- oder Regelvorgang auszulösen. Eine Lichtquelle wird bei auftretender Dunkelheit automatisch ein- und beim Hellerwerden wieder ausgeschaltet.
Eine Regelung in Abhängigkeit der sich ändernden Umgebungsbeleuchtung ist ebenfalls realisierbar.

Schaltung Bild 5.59
Bei abnehmender Beleuchtung beginnt der astabile Multivibrator (Transistoren V3 und V5) zu schwingen. Die LED B1 blinkt im Rhythmus der Kippfrequenz. Der Transistor V2 wirkt als Schalter und schließt die Basis von V3 bei beleuchtetem Fototransistor V1 nach Masse kurz.
Der astabile Multivibrator ist damit blockiert. Kurzzeitige Schwankungen der Beleuchtungsstärke lösen keine Schaltfunktion aus, da der Kondensator die entsprechenden Spannungsschwankungen abfängt.

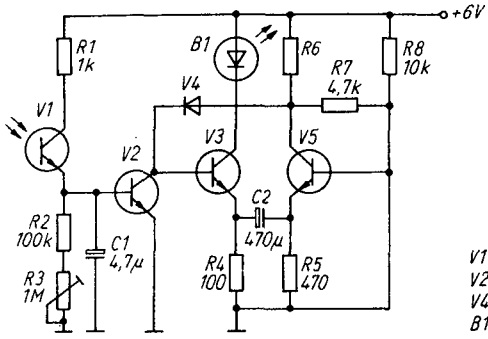


Bild 5.59 Blinklicht bei Dunkelheit

Schaltung Bild 5.60

Dieser Dämmerungs- bzw. Parklichtschalter ist mit einem Operationsverstärker ausgestattet, der als Schmitt-Trigger beschaltet ist. Bei beleuchtetem Fototransistor V1 übersteigt die am invertierenden Eingang liegende Spannung den fest eingestellten Wert der Spannung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Unter dieser Betriebsspannung nimmt der Ausgang des Operationsverstärkers Massepotential an. Dieses Potential sperrt die Darlingtonstufe V2 und V3, und die Glühlampe ist ausgeschaltet. Die Betriebsbedingungen für die Bauelemente kehren sich um, wenn der Fototransistor abgedunkelt wird.

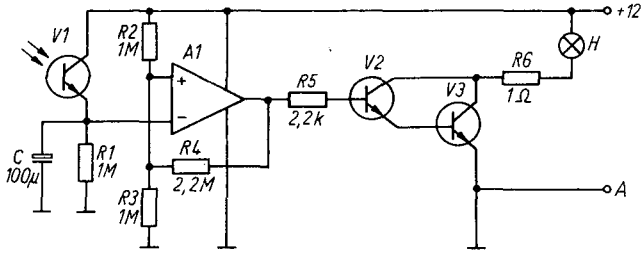
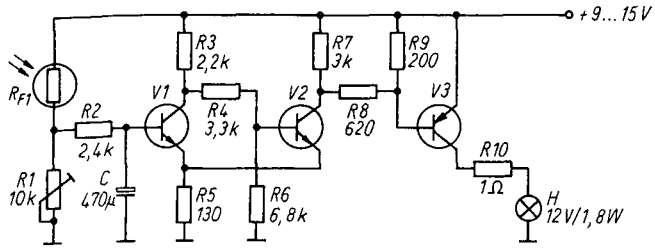


Bild 5.60 Dämmerungs- oder Parklichtschalter



R_{F1} : WK 650 60 o.ä.
V1, V2 : SS 216 o.ä.
V3 : SF 117 o.ä.

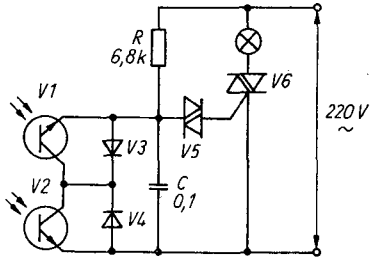
Bild 5.61 Parklicht- oder Dämmerungsschalter mit Glühlampe

Schaltung Bild 5.61

Der Parklichtschalter verwendet als Lichtsensor einen Fotowiderstand R_{F1}. Im Knotenpunkt des Spannungsteilers $R_{F1}/R1$ entsteht in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke eine variable Spannung, die bei einer bestimmten Schwellspannung den Schmitt-Trigger anstößt, der sofort die Leistungsendstufe durchsteuert. Der Schmitt-Trigger sorgt für ein flackerfreies Schalten der Endstufe mit Glühlampe. Die Ansprechschwelle liegt bei 20 lx.

Schaltung Bild 5.62

Diese Schaltung eines Helligkeitsreglers wird transformatorlos, direkt aus dem Netz betrieben. Sie beeinflußt die Helligkeit einer Glühlampe durch Phasenanschnittsteuerung. Als Steuerbauele-



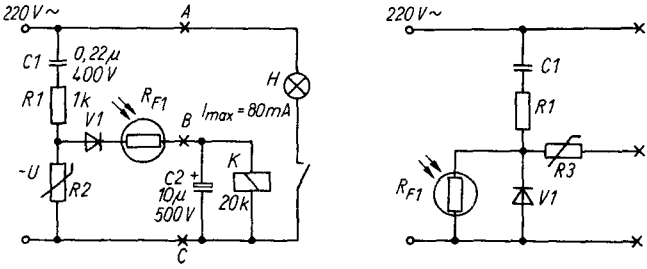
V1, V2 : SP 215 V5 : KR 205 o.ä.
V3, V4 : SAY 12 V6 : KT 771 o.ä.

Bild 5.62
Helligkeitsregler für direkten Netzbetrieb mit Fototransistoren

ment befindet sich im Lastkreis ein Triac, dessen Gateelektrode durch einen Diac gezündet wird. Der Diac wird bei einer Durchbruchsspannung von 30 bis 35 V leitend, die der Phasenschieberkreis RC bereitstellt. Bei jedem Nulldurchgang der Wechselspannung wird der Triac gesperrt. Die beiden Fototransistoren V1 und V2 liegen parallel zum Phasenschieberkondensator und beeinflussen in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke den Aufladevorgang. Mit zunehmender Beleuchtung wird ein Teil des Ladestroms über die mit dem Fototransistor in gleicher Flußrichtung liegende Diode abgeleitet. An diesem Vorgang sind die beiden Fototransistoren, je nach anliegender Wechselspannungshalbwelle, abwechselnd beteiligt. Die Helligkeit der Glühlampe nimmt bei zunehmender Umgebungsbeleuchtung ab, da sich durch den verlangsamten Aufladevorgang des Kondensators *C* der Stromflußwinkel des Triac verkleinert. Sind die Fototransistoren abgedunkelt, wird der Stromflußwinkel nur durch die Zeitkonstante von *R* und *C* bestimmt. Die den Fototransistoren parallelgeschalteten Dioden bilden einen richtungsabhängigen Nebenschluß für die Wechselspannung und wirken außerdem als Schutz für den parallel liegenden Fototransistor. Durch sie kann die am Fototransistor wirksam werdende Spannung nur den Maximalwert der Durchlaßspannung der Diode erreichen.

Schaltung Bild 5.63

Der Dämmerungsschalter im Bild 5.63a wird transformatorlos über den kapazitiven Vorwiderstand *C*1 direkt aus dem 220-V-Netz gespeist. Mit der Gleichrichterdiode V1 erfolgt eine Einweggleichrichtung. Damit das Relais nicht „klappert", glättet der Kondensator *C*2 die Halbwellen. *C*2 und der Spulenwiderstand bilden zudem noch ein Zeitglied, daß die Schaltung für kurze Lichtblitze unempfindlich macht. Der VDR-Widerstand sorgt für eine von Netzspannungsschwankungen unabhängige Schaltschwelle. Bei eintretender Dämmerung ($E < 20$ lx) ist z. B. die Außen/Hof-Beleuchtung über den Ruhekontakt des Relais eingeschaltet. Bei einer größer werdenden Beleuchtungsstärke zieht das Relais an und schaltet die Beleuchtung aus. Umgekehrte Verhältnisse ergeben sich, wenn der im Bild 5.63b gezeigte Schaltungsteil verwendet wird. Das Relais zieht bei einem bestimmten Wert einer sich verringernden Beleuchtungsstärke an.



R_{F1} : WK 650 36 R2 : 180 V/10 mA/ 2 W
V1 : SY 330/8 o.ä.

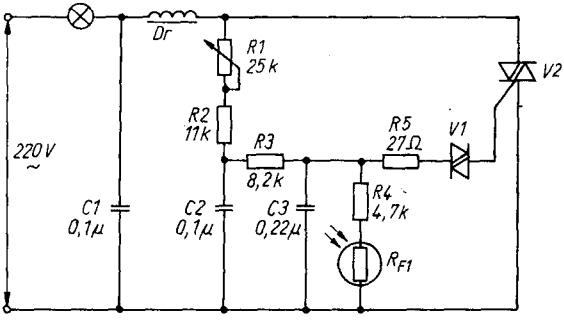
R3 : 82 V/1 mA/0,8 W

a) b)

Bild 5.63 Dämmerungsschalter für direkten Netzbetrieb mit Fotowiderstand; a – Relais zieht bei Beleuchtung an, b – Relais zieht bei Dunkelheit an

Schaltung Bild 5.64

Die beleuchtungsabhängige Phasenanschnittsteuerung regelt mittels eines Fotowiderstandes die Helligkeit der Glühlampe entgegen einer sich ändernden Umgebungsbeleuchtung. Die Grundhelligkeit der Glühlampe ist mit dem veränderlichen Widerstand $R1$ einstellbar. Mit dem Kondensator $C3$ wird die Einschalthysterese der Schaltung unterdrückt. Der Kondensator $C1$ und die Drossel



R_{F1} : WK 650 60 o.ä.
V1 : KR 205 o.ä.
V2 : KT 711 o.ä.

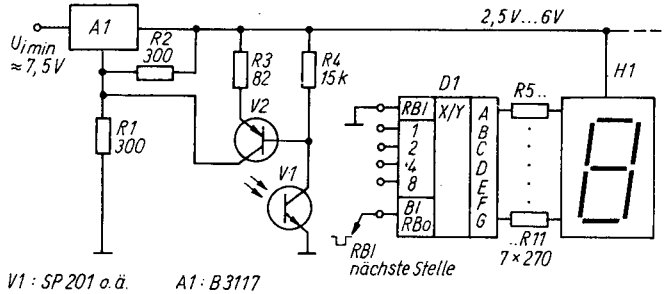
Bild 5.64 Helligkeitsregler für direkten Netzbetrieb mit Fotowiderstand

verhindern, daß Störspannungen beim Schalten des Triac in die Netzleitung gelangen und dort Empfangsstörungen in Rundfunkgeräten hervorrufen. Spezielle Hinweise zum Betrieb von Thyristoren und Triacs sind [35] zu entnehmen.

5.9.16. Helligkeitssteuerung für LED-Anzeigebauelemente

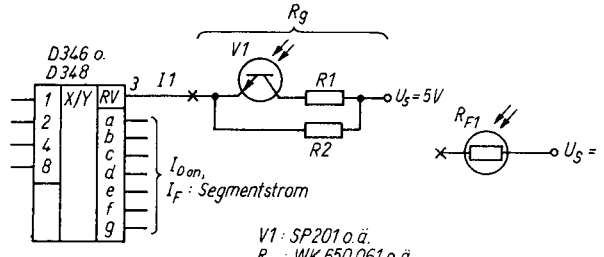
Das Bild 5.65a zeigt eine umgebungslichtabhängige Helligkeitssteuerung für LED-Anzeigebauelemente. Eine derartige Schaltung hat den Vorteil, daß einerseits die Erkennbarkeit der Segmente in einer hellen Umgebung verbessert und andererseits die Blendwirkung des Anzeigebauelements in abgedunkelter Umgebung vermieden wird. Die Lichtstärke des LED-Anzeigebauelements wird durch den Durchlaßstrom über eine Änderung der Betriebsspannung beeinflußt. Als Betriebsspannungsquelle dient ein einstellbarer Spannungsregler *B3117*. Die erwünschte Ausgangsspannung wird normalerweise durch das Widerstandsverhältnis von *R*1 und *R*2 festgelegt. In der hier dargestellten Schaltung ist das Widerstandsverhältnis durch den zu *R*2 parallelgeschalteten Nebenzweig aus *R*3 und dem Transistor V2 veränderbar. Bei zunehmender Beleuchtung wird der Fototransistor V1 leitend, das Basispotential von V2 verschiebt sich nach Masse, und der Transistor V2 steuert durch. Es fließt in *R*1 ein mit der Umgebungsbeleuchtung zunehmender Strom, der einen entsprechenden Spannungsabfall erzeugt. Am Ausgang des *B3117* steigt dadurch die Versorgungsspannung für die LED-Anzeigen, die Lichtstärke wird größer. Der Widerstand *R*2 begrenzt den LED-Strom nach oben. Die Bereichsgrenze nach unten wird durch den Wert des Widerstandes *R*1 festgelegt.
Das vorgestellte Schaltungskonzept ist nicht nur, wie im Beispiel gezeigt, für LED-Zifferanzeigebauelemente geeignet, sondern auch für andere LED-Bauelemente. Gegenüber anderen bekannten Möglichkeiten der Helligkeitssteuerung hat diese den Vorzug, daß der RBO-Anschluß des Dekoders für die Helligkeitssteuerung nicht benutzt werden muß. Im Zusammenhang mit einer Vornullenunterdrückung kann der Ausgangsimpuls für die Rückstellung von Zählern herangezogen werden. Die ebenfalls vom Umgebungslicht beeinflußbare LED-Helligkeitssteuerung im Bild 5.65b setzt den Einsatz der BCD-zu-7-Segment-Dekoder *D346* oder

D348 voraus. Bei beiden Typen lassen sich durch einen Steuereingang RV die Ausgangsströme der internen Konstantstromquellen beeinflussen. Die Helligkeit der LED-Anzeige kann durch einen Fotowiderstand R_{F1} oder durch einen Fototransistor V1 gesteuert



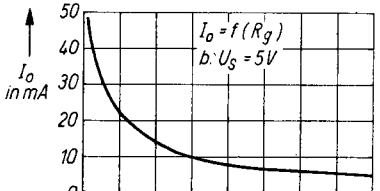
V1 : SP 201 o. ä. A1 : B 3117
V2 : SC 309 o. ä. D1 : D147
H1 : VQB 71

a)



V1 : SP201 o. ä.
R_{F1} : WK 650 061 o. ä.

b)



c)

Bild 5.65
a – Helligkeitssteuerung für LED-Anzeigebauelemente,
b – Helligkeitssteuerung für Dekoder mit Konstantstromquellen und Steuereingang,
c – Abhängigkeit des Segmentstroms ($I_F \triangleq I_O$) vom Widerstand R_g

werden. Entscheidend für die Größe der Segmentströme $I_V \triangleq I_o$ ist der vom resultierenden Gesamtwiderstand R_g abhängige Steuerstrom I_1. Der Verlauf der Kurve im Bild 5.65c zeigt diese Abhängigkeit. Annähernd läßt sich mit den Gleichungen

$$I_o \approx 40 \cdot I_1, \tag{46}$$

oder

$$I_o \approx 40 \cdot \frac{U_s - 0{,}7\ \text{V}}{R_g + 2{,}5\ \text{k}\Omega} \tag{47}$$

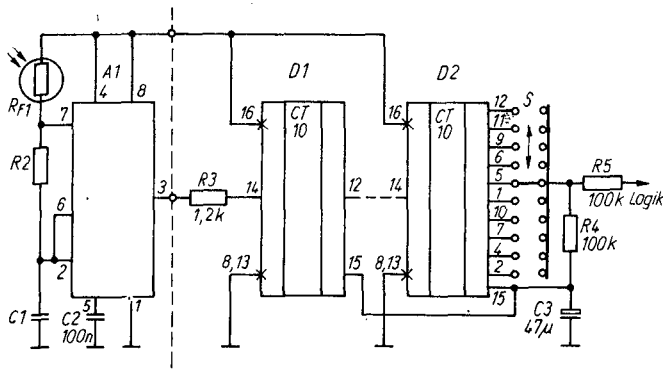
der mit einem Fotowiderstand oder mit einem Fototransistor insgesamt wirksam werdende beleuchtungsabhängige Widerstand Rg errechnen [40].

5.9.17 Beleuchtungsabhängige Frequenzerzeugung

In Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke beeinflußt der Fotowiderstand R_{F1} (Bild 5.66a) die Frequenz des als astabilen Multivibrator arbeitenden Timer-Schaltkreises *B 555*. Die erzeugte Impulsfrequenz hat Rechteckform und kann, wie in der rechten Bildhälfte angedeutet, direkt der CMOS-IS *V 4017* oder einer Frequenzzählerschaltung zur Auswertung zugeführt werden. Im Bildbeispiel besteht die Möglichkeit, die Zählweite mit dem Schalter *S* zu wählen. Wird der voreingestellte Wert erreicht, erfolgt mittels *C*3 und R4 die Rückstellung der Zähler D1 und D2. Gleichzeitig läßt sich mit dem am Zählerausgang (*R*5) verfügbaren H-Signal eine beliebige Schaltlogik oder Leistungsstufe (z. B. Triac) steuern.
Die Impulsfolgefrequenz bestimmen die Bauelemente R_{F1}, *R*2 und *C*1. Die Frequenz ist berechenbar mit der Gleichung

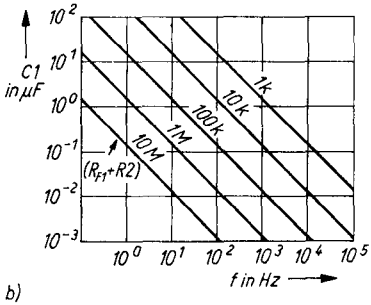
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1{,}44}{(R_{F1} + 2R2)\ C}. \tag{48}$$

R_{F1}: Widerstandswert des beleuchteten Fotowiderstandes. Wird darauf geachtet, daß *R*2 groß gegen R_{F1} ist, beträgt das Tastverhältnis annähernd 50 %. Die Dimensionierung des astabilen Multivibrators vereinfacht sich mit dem Diagramm Bild 5.66b.



R_{F1} : WK 650 xx D1, D2 : V 4017
A1 : B 555

a)



b)

Bild 5.66 Beleuchtungsabhängige Frequenzerzeugung mit Timer-IS *B 555*;
a – Schaltung (in der rechten Bildhälfte angeführter Zähler mit umschaltbarer Zählweitenbegrenzung), b – Diagramm zur Dimensionierung der frequenzbestimmenden Bauelemente

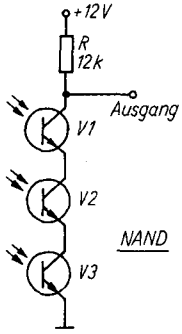
5.9.18. Logische Schaltungen mit Fototransistoren

Bestimmte Prozeßabläufe müssen miteinander logisch verknüpft sein. Die Verknüpfung kann durch mehrere Strahlschranken gefordert werden. Die gewünschte logische Funktion realisiert sich vielfach durch den schaltungstechnischen Verbund der Strahlungs-

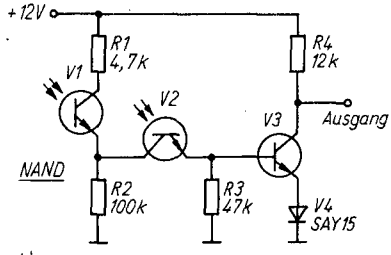
empfänger. Für Fototransistoren zeigen die folgenden Bilder häufig benötigte Logikschaltungen an einigen Beispielen.

Es gilt als vereinbart, daß für den bestrahlten Fototransistor das Symbol „H" und für den nichtbestrahlten Fototransistor das Symbol „L" steht.

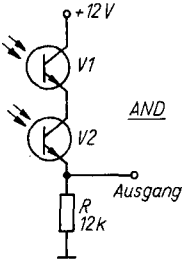
Die im Bild 5.67a und b gezeigten Schaltungen entsprechen der logischen Funktion eines NAND-Gatters. Die erweiterte NAND-Schaltung ist gegenüber Restströmen (Kollektorstrom I_{C_0} bei E = 0 lx) der Fototransistoren V1 und V2 unempfindlich. Gleiches gilt auch für die zweite Variante der nachfolgenden Schaltungen. Für bestimmte Beleuchtungssituationen kann diese schaltungstechnische Maßnahme von Bedeutung sein. Die Schaltschwelle des Transistors V3 wird zu diesem Zweck durch die im



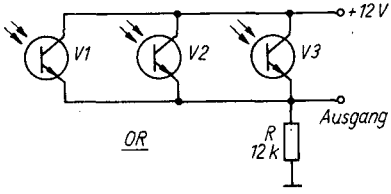
a)



b)



c)



d)

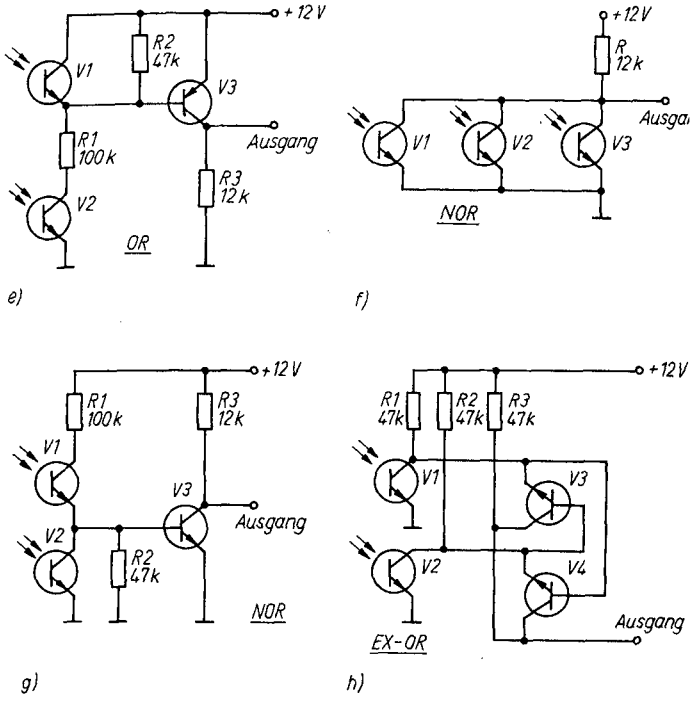


Bild 5.67 Logische Schaltungen mit Fototransistoren; a und b – NAND, c – AND, d und e – OR, f und g – NOR, h – EX-OR

Emitterzweig liegende Diode V4 um deren Durchlaßspannung angehoben. Daneben sorgt der Widerstand R3 für die Abteilung der zur Basis fließenden Restströme.

Ein AND-Gatter mit Fototransistoren zeigt das Bild 5.67c. Es handelt sich wie im Bild 5.67a um eine Serienschaltung der Fototransistoren. Lediglich der Arbeitswiderstand R muß zur Signalgewinnung zwischen Masse und dem Emitter des Fototransistors V2 angeordnet sein.

Komparatorschaltungen lassen sich durch Schaltungsaufbauten herstellen, die einer Exklusiv-OR-Gatterfunktion entsprechen.

Bild 5.67h erfüllt diese Funktion. Liegen für beide Fototransistoren V1 und V2 die gleichen Bedingungen vor – bestrahlt oder nicht bestrahlt –, hat der Ausgang Y H-Pegel. Bei bestrahltem V1 und V2 sind die Transistoren V3 und V4 gesperrt, weil Basis und Emitter über die Fototransistoren nahezu Massepotential erhalten. Bei nichtbestrahlten Fototransistoren werden die Basen und die Emitter auf das Potential der Betriebsspannung angehoben. Die Transistoren V3 und V4 bleiben aus diesem Grunde ebenfalls gesperrt. Ist einer der Fototransistoren, z.B. V1, angestrahlt, erhält der Emitter von V3 nahezu Massepotential und über den Widerstand R2 Basisstrom. Der Ausgang der Schaltung nimmt L-Pegel an.

5.9.19 Kodeleser mit Kompensation des unterschiedlichen Reflexionsfaktors der Kodeträgermaterialien

Die Detektierung von Strichmarken auf unterschiedlich hellem Papier, Holz, Metall u.a. Materialien bereitet Schwierigkeiten, sofern der Reflexionsfaktor der Materialoberfläche wechselt. Mit dieser Änderung schwankt auch das Kontrastverhältnis zwischen der Materialoberfläche und den aufgebrachten Strichmarken. Das Kontrastverhältnis wird durch den Quotienten aus dem Kollektorstrom (hervorgerufen durch das abzutastende Medium) zum Kollektorstrom ohne Medium im Abtastkanal dargestellt. Um konstante Abtastbedingungen für den Lesefototransistor V4 im Bild 5.68 zu schaffen, wird mit einem zweiten Fototransistor V3 nur die Reflexionseigenschaft des nicht markierten vorbeigleitenden Ma-

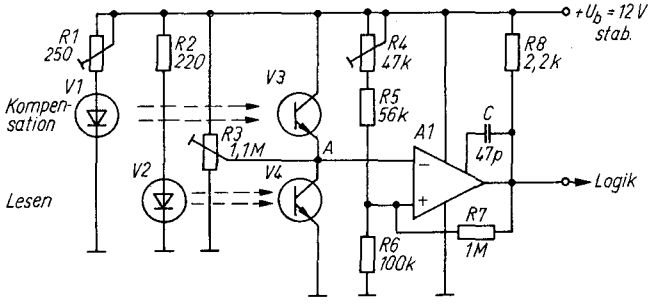


Bild 5.68 Kodeleser mit Reflexionsfaktorkompensation des markierten Untergrunds

terials kontrolliert. Beide Fototransistoren sind zu einem Spannungsteiler in Reihe geschaltet. Im Knotenpunkt „A" ist die Spannung $U_b/2$ eingestellt. Wechselnde „Hell"-Eindrücke, hervorgerufen durch einen sich ändernden Reflexionsfaktor der Materialoberfläche, bewirken in beiden Fototransistoren die gleiche Änderung des Kollektorstroms. Unabhängig von der Größe des erzeugten Kollektorstroms bleibt das Spannungsteilerverhältnis als solches erhalten. Dadurch können Schwankungen des Reflexionsfaktors das Kontrastverhältnis nicht beeinflussen. Die Grundeinstellung des Operationsverstärkers wird von diesen Schwankungen nicht berührt.
Eine (dunkle) Strichmarke im Abtastbereich des Lesekopfes führt zur Verkleinerung des Kollektorstroms, da der Fototransistor V4 hochohmig wird. Die daraus resultierende Spannungsänderung am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers übersteigt den mit $R4$ einstellbaren Schwellwert für die Strichmarke, und der als Trigger geschaltete Operationsverstärker wechselt sein Ausgangspotential.
Abgleichvorgang des Abtastsystems:
Mit $R1$ wird im Knotenpunkt „A" (bei abgedunkeltem Fototransistor) die Spannung $U_b/2$ eingestellt. Danach sind für die Fototransistoren die gleichen Bestrahlungsbedingungen zu schaffen. In das Abtastsystem wird als gemeinsamer Bezug eine beliebige, helle Materialfläche (Papier, Holz ...) eingelegt und mit $R1$ wiederum auf $U_b/2$ eingeregelt.

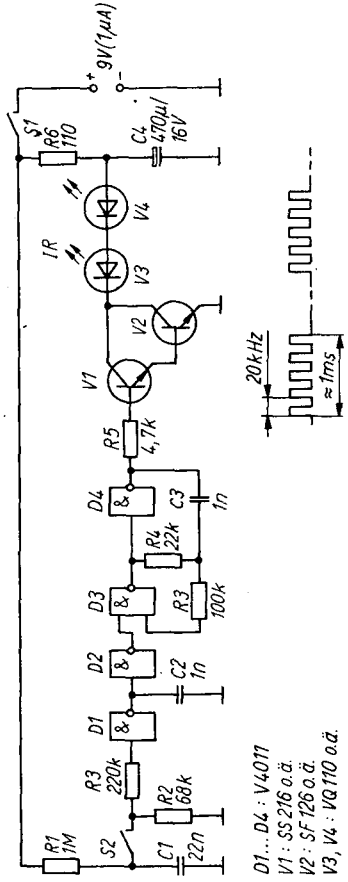
5.9.20. Infrarot-Fernsteuerung

Die Infrarot-Fernsteuerung besteht aus zwei Geräten, deren Schaltungen für den mobilen Betrieb aus 9-V-Batterien versorgt werden. Dies betrifft insbesondere den Fernsteuersender, während die Stromversorgung der Empfängerschaltung auch aus dem Netz erfolgen kann. Mit der IR-Fernsteuerung können einfache Schaltvorgänge in einer Distanz von etwa 12 bis 15 m ausgelöst werden. Beim einmaligen Schließen der Taste S2 wird ein etwa 1 ms dauernder infraroter Schwingungszug ausgesandt, der mit 20 kHz getaktet ist. Für die empfängerseitige Auslösung eines Schaltvorgangs müssen mehrere solcher Schwingungspakete kurz hintereinander ausgelöst werden. Auf diese Weise ist die Empfängerschal-

tung unempfindlich für Lichtschwankungen und Lichtblitze. Eine schaltungstechnische Variante mit einem Schwingkreis reagiert auf der Empfängerseite auf ein einmaliges Betätigen der Sendertaste.

IR-Senderschaltung Bild 5.69a

Die NAND-Gatter D3 und D4 bilden einen freilaufenden Oszillator für eine Frequenz von f ≈ 20 kHz. Der Oszillator wird über den zweiten Eingang des Gatters D3 für ungefähr 1 ms eingeschaltet.

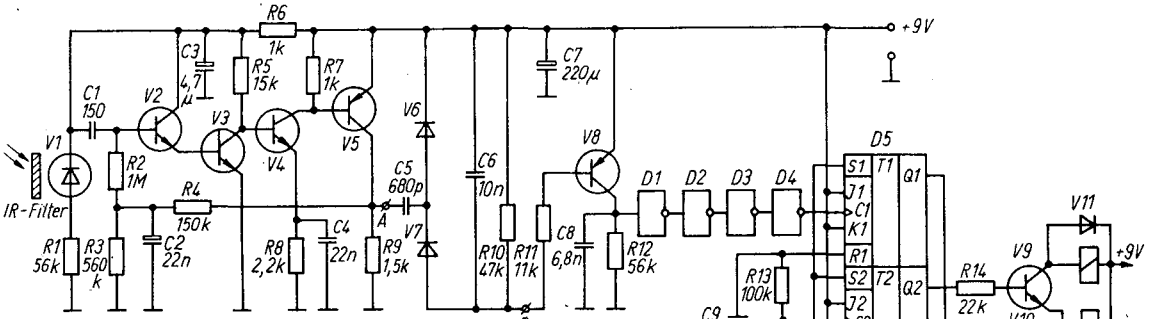


Der hierfür notwendige H-Impuls entsteht durch Invertierung des Spannungssprungs über $R2$. $R2$ und der Kondensator $C1$ bilden ein Zeitglied, welches mit der Zeitkonstante von etwa 1 ms die Schwingungsdauer des Oszillators festlegt. Die Aufladung des Kondensators $C1$ erfolgt über einen Hochohmwiderstand $R1$. Der durch ihn bedingte Zeitverzug schließt Kontaktprellungen aus. Der Schaltungsteil mit $R1$, $C1$, $R2$ (und $R3$, D1) hat die Funktion eines sogenannten Einzelimpulsgebers. Der Kondensator $C2$ unterdrückt Störspitzen, die beim Einschalten des Gerätes auftreten können. Die Gatter D1 und D2 haben neben ihrer Inverterfunktion vor allem die Aufgabe, die Impulsform zu verbessern. Der vom Gatter D4 abgegebene Schwingungszug steuert eine Darlingtonstufe, über deren Ausgangstransistor die IRED mit einer Frequenz von 20 kHz getaktet wird. Hierbei fließt ein relativ hoher Impulsstrom von etwa 1 A. Die benötigte Energie ist im Stützelko $C4$ gespeichert.

IR-Empfänger Bild 5.69b

Die IR-Empfängerschaltung verwendet als IR-Strahlungsempfänger eine Fotodiode V1, die mit einem IR-durchlässigen Filter versehen ist. Durch das Filter gelangt nur das IR-Nutzsignal zum Empfängerbauelement. Die empfangenen IR-Strahlungspakete erzeugen am Knotenpunkt eine Wechselspannung, die über den Kondensator $C1$ in die als Impedanzwandler geschaltete Emitterfolgerstufe eingekoppelt wird. Nach Durchlauf des Signals durch die weiteren Verstärkerstufen ist das Eingangssignal insgesamt um den Faktor 10000 verstärkt und hat die Größenordnung von 1 V erreicht. Diese Wechselspannung gelangt über $C5$ in eine Gleichrichterschaltung, die einem Spannungsverdoppler entspricht. Der Kondensator $C6$ integriert die eintreffenden Impulsgruppen zu einem Spannungswert, der oberhalb der Schwellspannung den Transistor durchschaltet und nachfolgend das erste, als Monoflop arbeitende Flip-Flop T1 anstößt. Der Ausgangsimpuls schaltet T2 in eine andere Lage um. Die Größe des Integrationskondensators $C6$ und die Zeitdauer des Schwingungspaketes beeinflussen die Integrationseigenschaften von $C6$ maßgeblich.

Erscheint die Mehrfachtastung als unbequem und die Wirkung aus der Position des Senderstandpunktes schlecht oder nicht kontrollierbar (wegen der Mehrfachnutzung), empfiehlt sich eine Schaltungsänderung gemäß Bild 5.69c. Sie basiert auf einem Schwing-



IR-Filter: unbelichtetes Filmstück UT18, o.ä. (Diafilm)

V1: SP...
V2, V3, V4: SC207
V5, V8: SC309
V6, V7: Ge-Dioden
V9, V10: SF126 o.ä.
V11, V12: SAY12, o.ä.
D1...D4: V4011
D5: V4027

b)

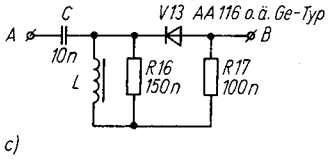
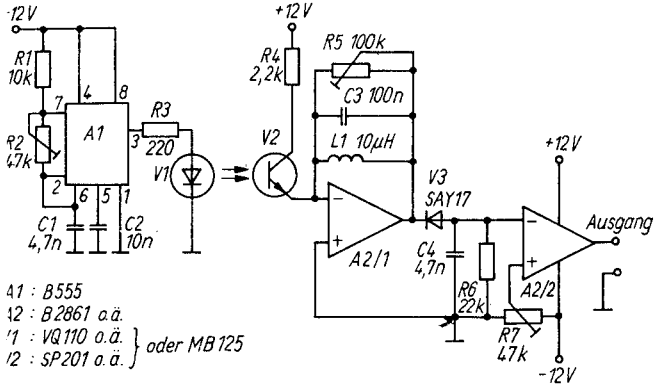


Bild 5.69 IR-Fernsteuerung; a – Sender, b – Empfänger, c – Schaltungsvariante für einen Empfänger

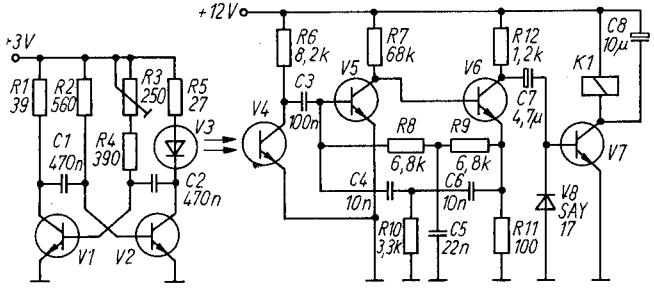
kreis, der auf die Resonanzfrequenz des Senderoszillators abgestimmt ist. Nur Impulse, die der Resonanzfrequenz des Schwingkreises entsprechen, werden als verwertbare Spannungsamplitude gleichgerichtet. Störimpulse in Form einzelner Lichtimpulse bleiben ohne Wirkung.

5.9.21. Strahlschranken mit gepulster Strahlung – unempfindlich gegen Störstrahlung und Umgebungslicht

Die Schaltungen im Bild 5.70a und 5.70b ergänzen das Schaltungsbeispiel im Abschnitt 5.6. Beide Strahlschrankenschaltungen arbeiten mit pulsierender Strahlung und sind daher gegenüber wechselnder Umgebungsbeleuchtung unempfindlich.
Die Schaltung im Bild 5.70a ist für sehr kurze Strahlschrankenlängen vorgesehen. Für das Sender- bzw. Empfängerbauelement können entsprechend dem Anwendungszweck sowohl diskrete Bauelemente (z. B. *VQ110/SP201*) oder kombinierte Bauelemente, wie der Gabelkoppler *MB123* und der Reflexkoppler *MB125*, eingesetzt werden. Zur Tastung der IRED erzeugt der als Multivibrator geschaltete Timer-Schaltkreis *B555* eine Frequenz von 5 kHz, um den Einfluß der Umgebungsbeleuchtung auf den Fototransistor möglichst auszuschalten. Die vom Fototransistor V2 empfangene Impulsfolgefrequenz wird im Operationsverstärker A2/1 selektiv verstärkt und dann in einer Spitzengleichrichteranordnung V3 *C*4 *R*6 verarbeitet. Das Gleichspannungssignal steuert einen weiteren Operationsverstärker A2/2, der als Komparator arbeitet. Das Ausgangssignal des Komparators ist ein digitales Signal, dessen Pegel den Bestrahlungszustand des Fototransistors darstellt. Die Einstellregler der Strahlschranke beeinflussen (*R*2) die Impulsfolgefrequenz der IRED V1, (*R*5) die Schaltgeschwindigkeit



a)



b)

Bild 5.70 Frequenzselektive Strahlschranke; a – Schaltung mit IS, b – Schaltung mit diskreten Halbleiterbauelementen

des Operationsverstärkers A2/1 und ($R7$) die Schaltschwelle des Komparators A2/2.

Die Schaltung Bild 5.70b kann als Strahlschranke oder als Fernsteuerung eines Relais eingesetzt werden. Der Sender, ein einfacher Multivibrator, kann mobil aufgebaut werden, da er mit Batterien betreibbar ist ($U_{\text{Batt}} = 3\,\text{V}$). Die erzielbare Reichweite ist auf kleine Distanzen begrenzt, wie sie in Wohnräumen anzutreffen sind. Sie hängt von den gegebenen Empfangs- und Abstrahlbedingungen (Reflektor, Linse) ab. Die Impulsfolgefrequenz beträgt etwa 2,7 kHz. Auf diese Frequenz ist die Empfängerschaltung durch die Dimensionierung zweier paralleler T-Glieder abgestimmt. Strahlung mit einer anderen Impulsfolgefrequenz (oder kontinuierliche Strahlung) wird über den Emitter des Transistors V5 stark gegengekoppelt, so daß eine Ansteuerung der Leistungsendstufe V7 nicht mehr möglich ist. Die Diode V8 dient zur Entladung des Kondensators während der negativen Halbwelle der Impulsfolge [40].

Bezugsquelle für Basteloptik:
Photo-Fachhandlung
Otto H. Kratsch
9001 Karl-Marx-Stadt, Markt 1

Die Firma vergibt auf Anforderung eine Lagerliste über ungefaßte optische Teile für Einbauzwecke. Es handelt sich um Restbestände aus früherer Fertigung oder Material, das den überdurchschnittlichen Prüfbedingungen des Herstellers nicht standhält, jedoch einwandfrei funktioniert. Die Optik wird deshalb zu stark herabgesetzten Preisen im Versandgeschäft oder im Barverkauf abgegeben. Die Preise bewegen sich zwischen 2,– und 12,–M für Linsen. Im Angebot befinden sich Linsen der Bauarten bikonvex, plankonvex, konkavkonvex, konkav, bikonkav, plankonkav und konvexkonkav. Außerdem werden Zubehörteile wie Spiegel, Prismen, Filter, Kittgruppen u. v. m. gehandelt.

6. Tabellenanhang

Tabelle 6.1. Halbleitermaterialkombinationen

Material	GaAsP : N	GaAsP	GaP : Zn
Wellenlängenbereich	640 nm **TSN-rot**	660 nm **Standard-rot**	700 nm **rot**
Leistungsbereich			
Schaltzeitbereich			

Material	GaAlAs : Zn	GaAs : Zn	GaAs : Si
Wellenlängenbereich	800 . . . 900 nm	etwa 910 nm **Infrarot**	etwa 930 nm
Leistungsbereich	etwa 2 mW	etwa 2 mW	10 . . . 20 mW
Schaltzeitbereich	8 . . . 70 ns	5 . . . 100 ns	etwa 300 ns

Tabelle 6.2 Strahlungsphysikalische und lichttechnische Größen

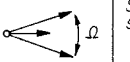
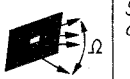
	Strahlungsphysikalische Größen				Lichttechnische Größen		
	Größe	Formelzeichen	SI-Einheit	Erklärung	Größe	Formelzeichen	Praktische Einheit
	Strahlungsleistung, Strahlungsfluß	Φ_e	W	Strahlungsleistung ist die gesamte in Form von Strahlung auftretende Leistung	Lichtstrom	Φ_v	lm Lumen
	Senderseitige Größen						
	Strahlstärke	I_e	$\frac{W}{sr}$	Strahlstärke = Strahlungsleistung pro Raumwinkel	Lichtstärke	I_v	$\frac{lm}{sr} = cd$ candela
	Strahldichte	L_e	$\frac{W}{m^2 sr}$	Strahldichte = Strahlungsleistung pro Fläche und Raumwinkel	Leuchtdichte	L_v	$\frac{cd}{cm^2} = sb$ stilb
	Empfängerseitige Größen						
	Bestrahlungsstärke	E_e	$\frac{W}{m^2}$	Bestrahlungsstärke = einfallende Strahlungsleistung pro Empfängerfläche	Beleuchtungsstärke	E_v	$\frac{lm}{m^2} = lx$

Tabelle 6.3. Farbtemperaturen von Strahlungsquellen

Tageslicht		
Mittagssonne		5800 ... 7000 K
Blauer Himmel, ohne Wolken		10000 ... 30000 K
Kunstlicht		
Projektionslampen		3000 ... 3250 K
Normalglühlampen	25 W	2400 K
	100 W	2600 K
	500 W	2900 K
	1000 W	3200 K
Fotolampe	B	3200 K
	S	3400 K
Halogenlampe		5500 ... 6000 K

Tabelle 6.4 Einteilung fotoelektronischer Strahlungsempfänger

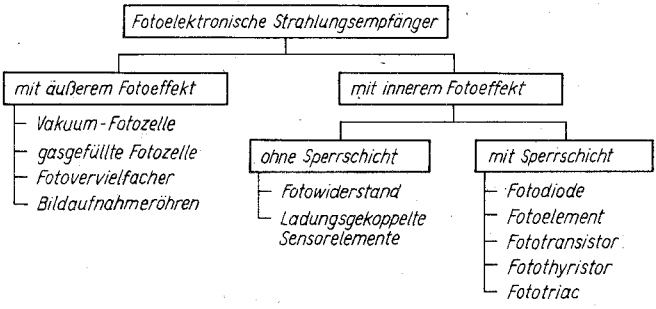


Tabelle 6.5. Grenzfrequenzen von Strahlungsempfängern

Strahlungsempfänger	Grenzfrequenz
Fotowiderstand	5 Hz
Gasgefüllte Fotozelle	10^3 Hz
Fototransistor	10^4 Hz
Fotodiode	10^5 Hz
Ladungsgekoppelte Sensorelemente	10^7 Hz
Fotovervielfacher	$5 \cdot 10^8$ Hz
Vakuumfotozelle	10^9 Hz

Tabelle 6.6. Fotowiderstände

Typ	Abb.	Dunkelwiderstand R_D (MΩ)	Hellwiderstand/ *Hellstrom* R_H (kΩ)/I_H (*nA*) 100 lx/1000 lx *) 80 lx	Betriebsspannung U_b (V)
WK650 36	6.1	≧ 1	0,4–2,8	< 350=/~
WK650 37	6.2	≧ 1	0,5–3,0	< 150
WK650 38	6.3	≧ 1	0,4–3,0	< 10
WK650 49	6.4	≧ 10	5,0–40	< 350
WK650 60	6.5	≧ 0,5	0,526–3,3	< 1,5
WK650 61	6.5	≧ 0,5	1,0–4,5	< 1,5
WK650 67	6.5	≧ 0,5	0,8–4,7*)	< 1,5
RPP1 11; FO-K11	6.6	≧ 1	*10–50*	500
RPP1 20; FO-K4	6.6	≧ 10	*1,0–5,0*	150
RPP1 21; FO-K21	6.6	≧ 10	*1,0–10*	150
RPP1 30; FO-K3	6.6	≧ 10	*0,1–0,5*	110
RPP1 31; FO-K31	6.7	≧ 10	*0,4–1,2*	110
RPP1 35	6.7	≧ 0,05	*0,025–0,050*	110
RPP2 30; FO-K3M	6.7	≧ 10	*0,1–0,5*	110
RPP5 50; FO-K5	6.7	≧ 1	*0,04–0,2*	350
RPP2 36; RPYP 03	6.7	≧ 10	*0,6–2,0*	110
RPP2 38	6.7	≧ 100	*0,25–1,0*	110
RPP3 37; RPYP 52	6.7	≧ 100	*0,4–2,5*	5=
СФ2–5	6.8	≧ 1	≈ *0,5*	1,3
СФ2–8	6.8	≧ 100	> 1000	100
СФ2–12	6.9	≧ 15	> 200–1200	5
СФ2–16	6.10	≧ 3,3	> 300–100	10
СФ3–2А/Б	6.8	≧ 5/10	> 3000–1500	10
СФ3–7А/Б	6.8	≧ 20/2000	> 2000–1200	20
СФ3–16	6.11	≧ 10	> 500	10
RPYP 62	6.12	≧ 0,3–8,5		50
RPYP 13; RPYP 63	6.5	0,3–2,5		50
WK650 69	6.5	0,1–0,3		50
ФСА-6	6.13	0,047–0,33		< 50
ФСА-Г1	6.14	0,047–0,47		< 50
ФСА-Г2	6.15	0,047–0,47		< 50

Verlust-leistung P_{tot} (mW) bei $\vartheta_a = 25\,°C$	Spektrale Empfindlich-keit λ (nm) /λ (μm)/	Material	Hersteller (Land)	ϑ_a (°C)
1000	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	... 70
150	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
30	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
100	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
50	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
50	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
50	520–630–820	CdS	TESLA (ČSSR)	
200	520–620–700	CdS	UNITRA (VRP)	–25 ... 55
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
200	620	CdS	UNITRA (VRP)	
1200	600	CdS	UNITRA (VRP)	
100	580–800	CdS	UNITRA (VRP)	
200	520–560	CdS	UNITRA (VRP)	
100	520-560	CdS	UNITRA (VRP)	
25		CdS	(UdSSR)	–60 ... 70
125		CdS	(UdSSR)	
10		CdS	(UdSSR)	
10		CdS	(UdSSR)	
50		CdS	(UdSSR)	
50		CdS	(UdSSR)	
10		CdS	(UdSSR)	
	/2,1–2,7/	PbS	UNITRA (VRP)	
	/2,1–2,7/	PbS	UNITRA (VRP)	
	/0,8–2,8/	PbS	TESLA (ČSSR)	
	/max. 2,1/	PbS	(UdSSR)	
	/max. 2.1/	PbS	(UdSSR)	
	/max. 2.1/	PbS	(UdSSR)	

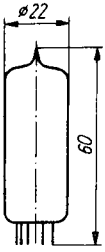


Bild 6.1

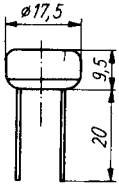


Bild 6.2

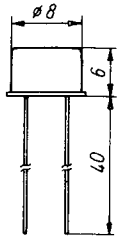


Bild 6.3

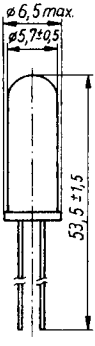


Bild 6.4

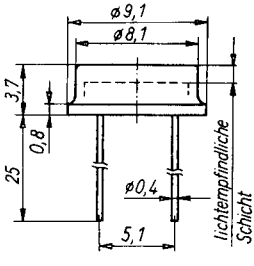


Bild 6.5

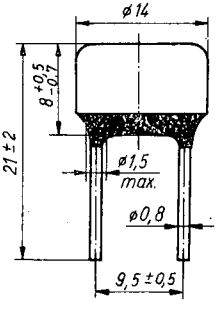


Bild 6.6

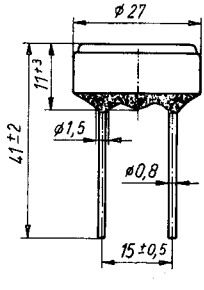


Bild 6.7

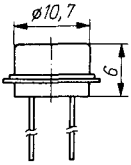


Bild 6.8

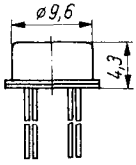


Bild 6.9

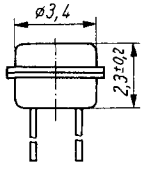


Bild 6.10

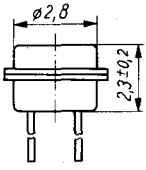


Bild 6.11

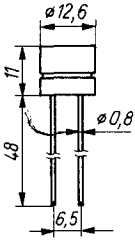


Bild 6.12

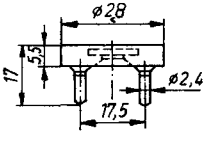


Bild 6.13

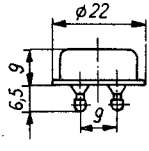


Bild 6.14

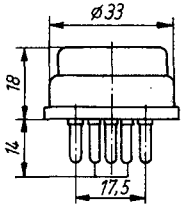


Bild 6.15

Tabelle 6.7. Fotodioden, Sensorzellen

Typ	Gehäuse	Abb.	Strahlungs-empfangs-fläche	Grenzkenngrößen bei ϑ_a = 25 °C Sperrgleich-spannung	Sperrstrom bei $E_e = 0$ lx
			A (mm^2)	U_{Rmax} (V)	I_R (mA)
SP 101	B 3 mod.	6.16	1,6	25	1
SP 102	A 3 mod.	6.17	0,25	25	1
SP 103	B 3 mod.	6.16	12,0	25	3
SP 105	Plast □	6.18	3,61	Sensorzelle Elementbetrieb	

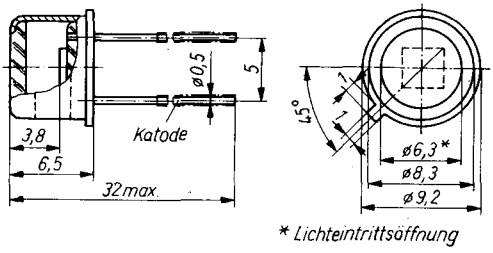


Bild 6.16

Kenngrößen Wellenlänge bei max. spektraler Empfindlichkeit λ_{smax} (nm)	Sperrgleichstrom bei $E_v = 10^3$ lx $U_R = 20$ V I_R (μA)	Anstiegszeit bei $U_R = 20$ V $R_L = 50\,\Omega$ t_r (ns)	Grenzfrequenz f_{max} (MHz)	Kurzschlußstrom I_L (μA); *Leerlaufspannung* U_L (mV)
820	15	≦ 10	135	
820	1,25	≦ 5	150	
820	50	≦ 10	120	
555				typ. 3; *440*

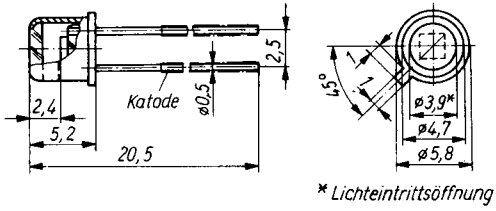


Bild 6.17

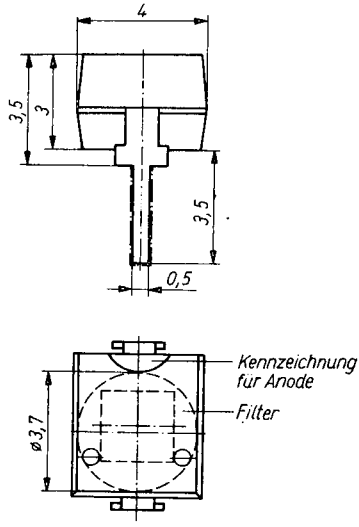
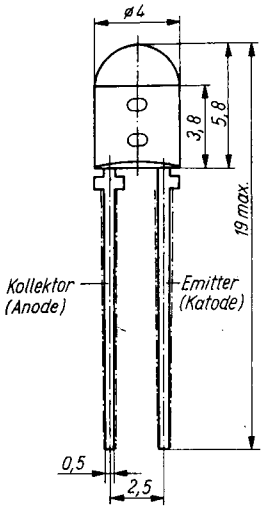


Bild 6.18

Tabelle 6.8. Fototransistoren

Typ	Gehäuse mit Linse Ø; □ (mm)	Abb.	Grenzkenngrößen Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEmax} (V)	Gesamtverlustleistung P_{totmax} (mW)	Kenngrößen bei $\vartheta_u = 25$ °C max. spektrale Empfindlichkeit λ_p (nm)	Anstiegs- und Abfallzeit $t_r; t_f$ typ. (µs)	Kollektorstrom bei $E_v = 1000$ lx $U_{CE} = 5$ V I_C (mA)
SP 201	Plast Ø 4	6.19	32	50	780	5	0,25
SP 201 A		6.19	32	50	780	5	1,2–3,3
SP 201 B		6.19	32	50	780	5	2,7–5,7
SP 201 C		6.19	32	50	780	5	
SP 201 D		6.19	32	50	780	5	7,0
SP 211	Metallkeramik Ø 1,5	6.20	50	50	850	5	≥ 0,25
SP 211 A		6.20	50	50	850	5	0,4–0,8
SP 211 B		6.20	50	50	850	5	0,63–1,25
SP 211 C		6.20	50	50	850	5	1,0–2,0
SP 211 D		6.20	50	50	850	5	1,6–3,2
SP 212	Plast □ 2	6.21	50	100	850	4	typ. 1,0
SP 212 A		6.21	50	100	850	4	0,63–1,20
SP 212 B		6.21	50	100	850	4	1,00–1,90
SP 212 C		6.21	50	100	850	4	1,60–3,00
SP 212 D		6.21	50	100	850	4	> 2,5
SP 213	Plast Ø 3	6.22	50	100	850	5	typ. 2,0
SP 215	Plast Ø 5	6.23	50	100	850		



Typ	1. Farbring	2. Farbring
VQ 110	schwarz	–
VQ 110 B	schwarz	schwarz
VQ 110 C	schwarz	rot
SP 201	rot	–
SP 201 A	rot	grün
SP 201 B	rot	schwarz
SP 201 C	rot	rot
SP 201 D	rot	gelb

Bild 6.19

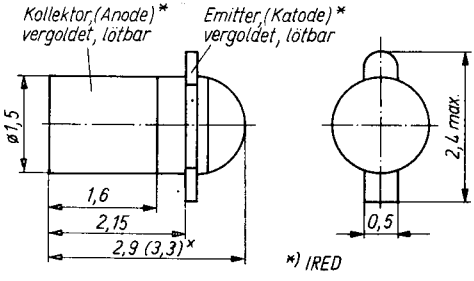


Bild 6.20

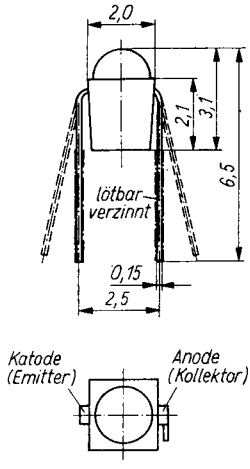


Bild 6.21

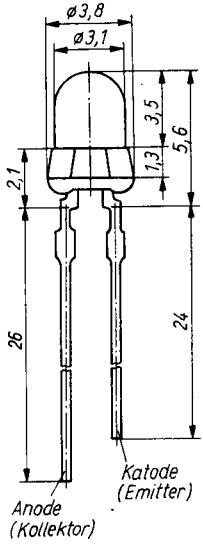


Bild 6.22

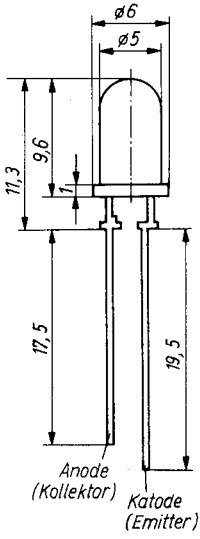


Bild 6.23

Tabelle 6.9. Optokoppler, Gabel- und Reflexkoppler

Typ	Gehäuse	Abb.	IR-Sender Durchlaßstrom I_F (mA)	Sperrgleichspannung U_R (V)	Empfänger
MB 101	Keramik o. Plast	6.24	50	2	Fototransistor
MB 104 A	DIL 6polig	6.25	40	6	Fototransistor
MB 104 B	DIL 6polig	6.25	40	6	Fototransistor
MB 104 C	DIL 6polig	6.25	40	6	Fototransistor
MB 110	DIL 6polig	6.26	100	3	Fotodiode
MB 111	DIL 8polig	6.27	30	3	Fotodiode mit IS
MB 123 A	Gabelkoppl.	6.28	50	2	Fototransistor
MB 123 B	Gabelkoppl.	6.28	50	2	Fototransistor
MB 125	Reflexkoppl.	6.29	50	3	Fototransistor

[1] I_F = 35 mA
[2] = 10 mA
[3] = 15 mA
[4] = 10 mA bei polierter Alufläche, d = 1,5 mm

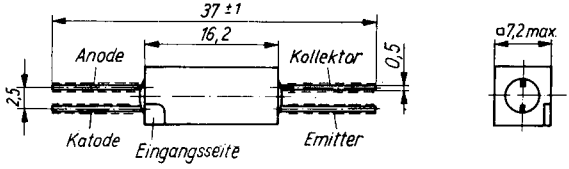


Bild 6.24

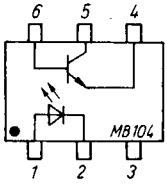


Bild 6.25

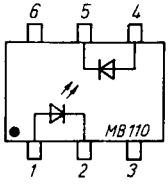


Bild 6.26

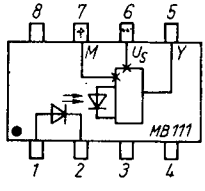


Bild 6.27

Grenzkenngrößen Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} (V)	Sperrgleichspannung U_R (V)	Koppelelement Isolationsspannung U_{IO} (kV)	Übertragungsfaktor %	Anstiegs- und Abfallzeit $t_r; t_f$ typ. (μs)	Kollektorstrom I_C (mA) bei $U_{CE}=5$ V	Sperrstrom I_R (μA) bei $I_F = 50$ mA, $U_R = 20$ V
15		5	4	5,0	0,25–1,5[1]	
32		4	40	2,0	typ. 4,0	
32		4	100	2,0	10–28 } [2]	
32		4	160	2,0	> 16 }	
	50	2	0,2	0,05		75–100
	3	2,8		0,1		
15				5	0,4 } [3]	
15				5	1,0 }	
16				10	> 0,4[4]	

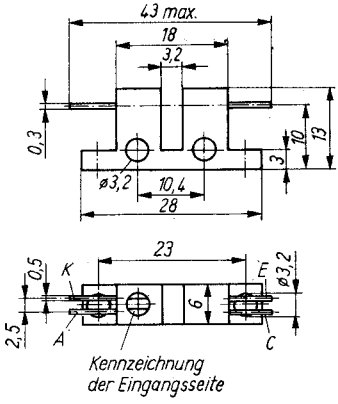


Bild 6.28

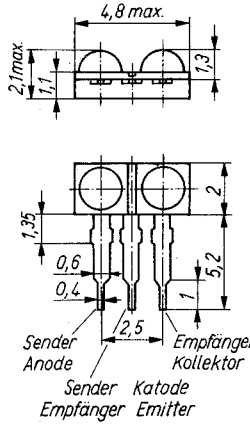


Bild 6.29

Tabelle 6.10. Infrarotemitterdioden

Typ	Gehäuse mit Linse Ø; □ (mm)	Abb.[1)]	Kenngrößen bei $\vartheta_a = 25\,°C$ Durchlaßspannung U_F (V) bei I_F (mA)		Strahlstärke I_e (μW/sr)
VQ 110	Plast	6.19	< 1,5	50	200
VQ 110 B	Ø 4	6.19	< 1,5	50	800
VQ 110 C		6.19	< 1,5	50	1800
VQ 120 A	Metall-	6.20	< 1,5	50	
VQ 120 B	keramik	6.20	< 1,5	50	
VQ 120 C	Ø 1,5	6.20	< 1,5	50	
VQ 121	Plast	6.21	< 1,5	50	
VQ 121 A	□ 2	6.21	< 1,5	50	
VQ 121 B		6.21	< 1,5	50	
VQ 123	Plast Ø 3	6.22	< 1,5	50	3000
			< 1,7	100	≧ 5000
VQ 125	Plast Ø 5	6.23	< 1,7	100	

[1)] Die Abbildungen sind in Tabelle 6.8. enthalten.

Strahlleistung Θ (mW) bei I_F (mA)		Wellenlänge bei max. Emission λ (nm)	Anstiegszeit; Abfallzeit t_r, t_f (μs) typ.	Abstrahlwinkel Θ grd
	50	940	0,4; 0,35	20°
	50	940		
	50	940		
0,4	50	940	0,6; 0,5	30°
0,7	50	940		
1,0	50	940		
0,71–1,3	50	940	1,0; 1,0	30°
0,71	50	940		
1,12	50	940		
	50	940	1,0; 1,0	50°
	100	940		
> 10	100	940	1,0; 1,0	50°

7. Literatur

[1] *Greif, H.:* Lichtelektrische Empfänger. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. 1972.

[2] *Methling, D.; Peschke, M.:* Licht, Beleuchtung und Sehen. Verlag Tribüne, Berlin 1979. 1. Auflage.

[2] Das Opto-Kochbuch. Texas Instruments Deutschland GmbH. 1975. 1. Auflage.

[4] *Bergtold, F.:* Bauelemente und Grundschaltungen der Optoelektronik. VDE-Verlag GmbH Berlin-Charlottenburg, 1973.

[5] *Regel, W.:* Optoelektronische Strahlschranken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 18–24.

[6] *Turinsky, G.:* Analoge Signalübertragung mit Optokopplern. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 116–118.

[7] *Frielinghaus, K.-O.:* Die Glühlampe – eine bedeutende und praktische Lichtquelle. BILD UND TON 24 (1981) H. 1, S. 23–28.

[8] *Thiem, G.:* Einsatz optoelektronischer Koppler zur galvanischen Trennung digitaler Signalübertragungsstrecken. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 2, S. 41.

[9] *Schmidt, W.:* Optoelektronische Betrachtungen für den Schaltungsentwickler. elektronikpraxis (1974) H. 4, S. 12–18; H. 5, S. 12–24.

[10] *Jahn, G.:* Physikalische Grundlagen der Optoelektronik. Funkschau (1977) H. 1, S. 23–26; H. 2, S. 71–72; H. 4, S. 163–165.

[11] Bauelemente der Elektronik, Teil 24: Ge- oder Si-Fotodioden. Funk-Technik 33 (1978) H. 14, S. W & S 233–241.

[12] Transistoren unter die Lupe genommen, Teil 9: Transistoren für die Optoelektronik. Funk-Technik 35 (1980) H. 7, S. W 238–292.

[13] *Angerstein, J.; Dermitzakis, St.:* Optokoppler und deren Charakterisierung. Elektronik 30 (1981) H. 25/26, S. 113–119.

[14] *Angerstein, J.:* Optokoppler unter der Lupe. Funkschau (1982) H. 20, S. 61–63.

[15] *Hartmann, J.-D.; Witschas, G.:* Siliziumzelle SP 105 – ein moderner Fotodetektor für die Belichtungsmessung in elektronisch gesteuerten Kameras. radio fernsehen elektronik 31 (1982) H. 10, S. 641.

[16] *Olschewski, W.:* Optokoppler für analoge Signale. Elektronik 27 (1978) H. 9, S. 75.

[17] Optoelektronische Bauelemente. Herausgeber VALVO. Verlag Boysen + Maasch, 2000 Hamburg, Ausgabe April 1976.

[18] *Eckoldt, F.; Gebhardt, R.:* Optoelektronische Bauelemente. Applikationsbericht AEG-Telefunken, Heilbronn.

[19] *Bogus, K.:* Photoelektronische Eigenschaften von Silizium, Fotodetektoren für Licht- und Strahlungsmessungen. Applikationsbericht AEG-Telefunken, Heilbronn.

[20] *Schmid, A.:* Die Anwendung fotoelektronischer Halbleiter. Technische Mitteilungen SIEMENS AG.

[21] Fotowiderstände. TESLA-Lanskroun.

[22] *Sahm, W. H:* Optoelectronics Manual. General Electric, Auburn 1981.

[23] Photo Sensor & Photo Interrupter Catalog, Toshiba Application Note, 1981.

[24] VEB Werk für Fernsehelektronik: Applikationsschriften Optoelektronische Halbleiterbauelemente.

[25] *Müller, W.:* Optoelektronische Halbleiterbauelemente, Teil 2. Stoffsammlung für die Aus- und Weiterbildung der Facharbeiter

[26] *Heuer, R.:* Drehzahlmeßgerät mit Analoganzeige. Funkamateur (1981) H. 12, S. 596.

[27] *Hodam, F.:* Technische Optik. VEB Verlag Technik, Berlin 1965.

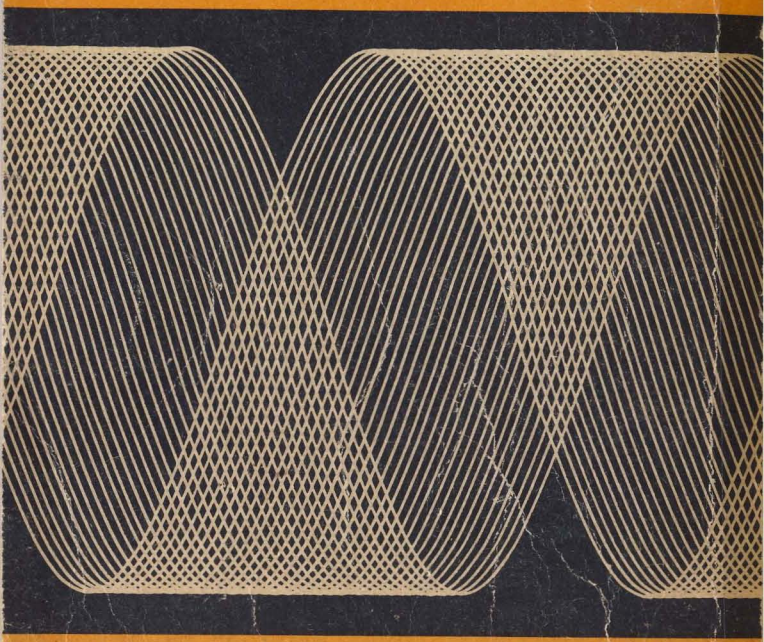
[28] ... Frequenzselektives optoelektronisches Relais, radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 9, S. 299.

[29] *Buttgereit, D; Haberlandt, K. H.:* Aufbau, Eigenschaften und Anwendung des integrierten Initiator-Schaltkreises A301. Information, Applikation. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, Heft 2.

[30] *Wunder, H.:* Nullspannungs-Impulsnetzteile. radio fernsehen elektronik 31 (1982) H. 10, S. 664.

[31] *Berkenkamp, F.:* Die Oszillatorschranke – neu und vielseitig. Funkamateur 28 (1979) H. 8, S. 384.

[32] *Kaltofen, S.:* Überwachungseinrichtung für bewegte Teile. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 10, S. 343.
[33] *Flammiger, F.; Schindler, D.:* Monostabile CMOS-Multivibratoren (Bandlaufkontrolle für Magnetbandkassetten). radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 17, S. 563.
[34] *Levine, M. R.:* Optoisolator simplifies current pulser. EDN, 1981, H. 3, S. 176.
[35] *Nührmann, D.:* Standardschaltungen der Industrie-Elektronik. Franzis-Verlag GmbH, München 1976.
[36] *Hennig, W.:* Fotoelektronik. Franzis-Verlag GmbH, München 1975.
[37] *Wunderlich. W.:* Tabellenbuch Fotografie. VEB Fotokinoverlag, Leipzig 1979. 1. Auflage.
[38] *Kádár Péter:* Amatörfilm hangositás. Müszaki Könyvkiadó, Budapest 1980.
[39] Zeitschriften: Elektronik, Funkschau, Elektor.
[40] Applikationsschriften und technische Unterlagen der Firmen: VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin, VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder, TESLA, SIEMENS, VALVO, AEG-Telefunken.

Wichtiger Hinweis!
Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen und Verfahren sind ausschließlich für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt. Alle Schaltungen und technischen Angaben wurden vom Autor mit größter Sorgfalt erarbeitet bzw. zusammengestellt und unter Einschaltung wirksamer Kontrollmaßnahmen reproduziert. Trotzdem sind Fehler nicht auszuschließen. Für Mitteilungen dieser Art sind Autor und Verlag jederzeit dankbar.

3,80